

E2040

Electrotech



Electrotehnica Electronica Automatica

Sec:
AUTOMATICA ȘI ELECTRONICA • BUCUREȘTI • ANUL 27 • NR. 1 • MARTIE 1983

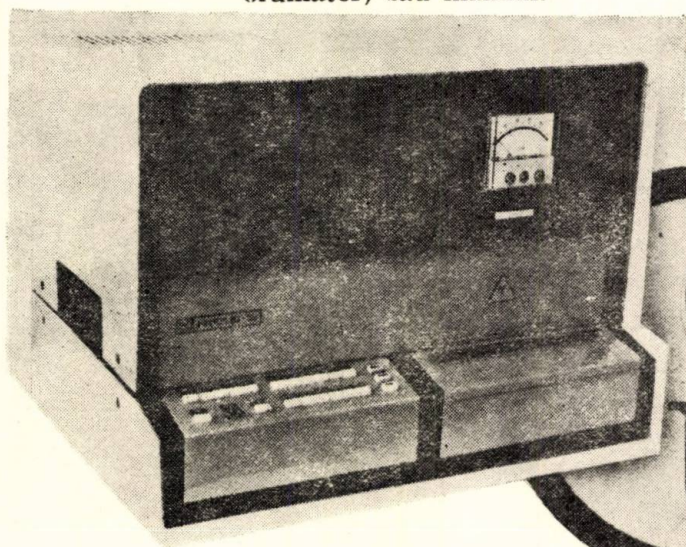
KRAB-3:

aparat de masă avînd posibilitățile unui instrument staționar

KRAB-3 Analizor cu raze X fără cristal, cu 6 canale, pentru analiza rapidă, prin metoda spectrometriei cu raze X, a unei concentrații de șase elemente din clasificarea periodică a elementelor a lui Mendeleev, de la CALCIU la URANIU, în eșantionare de diverse materiale.

KRAB-3 se poate utiliza în metalurgia metalelor neferoase și în siderurgie, industriile minieră, chimică și în alte ramuri industriale.

KRAB-3 poate funcționa în regim automat (comandat prin ordinator) sau manual.



Dimensiunile, puterea absorbită și prețul de cost reduse sînt atuuri majore ale analizorului KRAB-3 care-l disting avantajos de instrumentele de uzaj analog.

Caraacteristici tehnice principale :

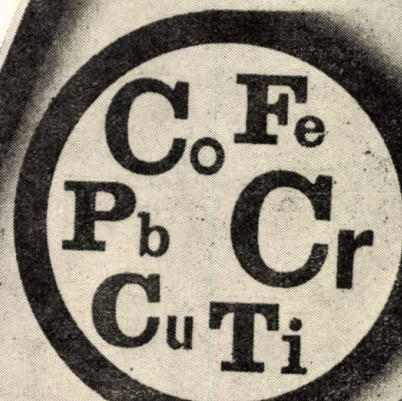
Sensibilitate de prag, % (în funcție de produsul analizat)	0,08 la 0,003
Eroarea de bază datorată instrumentului, %	0,5
Durata analizei a șase elemente, s	100—200.
Tensiunea maximă la bornele tubului de raze X, kV	35.
Tensiunea de alimentare, V.	220±22.
Frecvența, Hz	50—60.
Dimensiuni de gabarit, mm	600×400×375.
Masa, kg	50.

EXPORTATOR :



Techsnabexport
USSR MOSCOW

32/34 Bd. Smolenskaya—Sennaya ; 121200
Moscow, U.R.S.S. ; Telefon : 244—32—85;
Telex : 411328 TSE SU



ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ȘI AUTOMATICA

Anul 27

Nr. 1

martie 1983

AUTOMATICA ȘI ELECTRONICA

CUPRINS

CZ 621.385

TRANZISTOR VMOS

LIMITARE CURENT DRENĂ

Bădilă, M., Rusu, A.: Limitarea curentului de drenă în tranzistoare VMOS de putere.

E.E.A. — Automatica și electronica 27, nr. 1, mar 1983, p. 2

În tranzistoare VMOS de putere curentul de drenă se limitează pentru valori mari ale tensiunii de polarizare a porții. Fenomenul studiat experimental este atribuit scăderii mobilității purtătorilor în câmp electric transversal intens, înfrîmîndu-se existența regimului de cvasisaturație datorat injecției de purtători în exces în drena dispozitivului.

CZ 661.93:541.138

OXIGEN

SILAN

DEPENDENTA ARRHENIUS

Cobianu, C., Pavelescu, C.: Aplicarea teoriei reacțiilor bimoleculare de suprafață la studiul de cinetica depunerii bioxidului de siliciu la temperatură joasă în sistemul $\text{SiH}_4 - \text{O}_2 - \text{N}_2$.

E.E.A. — Automatica și electronica 27, nr. 1, mar 1983, p. 5

Lucrarea explică cinetica depunerii bioxidului de siliciu la temperatură joasă (80—400°C) pe baza teoriei reacțiilor bimoleculare de suprafață. Dependența experimentală a vitezei de depunere în funcție de parametrii de proces: oxigen, silan și temperatură este predictată de această teorie.

SINTEZA VORBIRII

TEHNICI DE SINTEZĂ

SINTEZATORUL VOXART

Lăzăroiu, A.: Sintetizorul formanțial de vorbire VOXART.

E.E.A. — Automatica și electronica 27, nr. 1, mar 1983, p. 8

Articolul prezintă o descriere sumară a celor două tehnici de sinteză a vorbirii, codarea formei de undă și codarea parametrică, ca și metodele reprezentative pentru acestea: metoda vocaderului de bandă, metoda formanțială și metoda predictabilității liniare. Este descris sintetizorul formanțial VOXART, proiectat și realizat de autor și sint arătate posibilitățile acestuia în generarea diferitelor secvențe de vorbire sintetică.

CZ 621.391.8

SISTEME CU MICROPROCESOR

TESTARE PARAMETRICĂ

Bușe, M. ș.a.: Sisteme automate pentru testare parametrică comandate de microprocesor — familia Astro.

E.E.A. — Automatica și electronica 27, nr. 1, mar 1983, p. 15

Lucrarea prezintă succint arhitectura unui echipament automat, comandat de microprocesor, destinat testării pe plachetă a dispozitivelor semiconductoare. Sînt descrise cîteva din aplicațiile principale în testarea parametrică, cu implicații asupra controlului procesului tehnologic și creșterii randamentului de producție.

CZ 621.3.078

ÎNCERCĂRI ACCELERATE

DISTRIBUȚIE WEIBULL

ANALIZA DLTS

Băzu, M. ș.a.: Utilizarea încercărilor accelerate la estimarea fiabilității dispozitivelor semiconductoare.

E.E.A. — Automatica și electronica 27, nr. 1, mar 1983, p. 19

Lucrarea evidențiază principalele surse de erori ce apar la estimarea fiabilității prin încercări accelerate. Se acordă atenție verificării faptului că aceleași mecanisme de defectare acționează atât la funcționarea normală, cît și la probe accelerate.

CZ 621.382

CURENT DE GENERARE

DIODĂ POARTĂ

GETTERIZARE

Veron, A., Avramescu, V.: Aspecte tehnologice ale realizării diodelor pîcoamperice cu siliciu.

E.E.A. — Automatica și electronica 27, nr. 1, mar 1983, p. 23

Lucrarea prezintă rezultatele unui studiu comparativ al procedeelor de dopare cu bor și de getterizare în vederea obținerii unor joncțiuni PN cu curenți reziduali foarte mici. Sînt analizate difuzia din B_2H_6 și BN, implantarea ionică, precum și efectele rodării mecanice și dopării cu fosfor a spatelui plachetelor. Caracteristicile I—V și I—T ale diodelor cu poartă sînt corelate cu prezența defectelor cristalografice revelate chimic.

CZ 523.72

FOTODIODĂ

FOTODETECTOR INTEGRAT

EFICIENȚĂ CUANTICĂ

Budianu, E., Purica, M., Arie, M.: Optimizarea fotodiodei într-un fotodetector integrat utilizat în cuploare optice rapide.

E.E.A. — Automatica și electronica 27, nr. 1, mar 1983, p. 29

Pentru a realiza cuploare optice eficiente, este necesară optimizarea fotodiodei integrate, în raport cu rezistivitatea și grosimea stratului epitaxial, precum și adîncimea joncțiunii.

În acest scop s-a analizat eficiența cuantică totală a unei fotodiode p+n, luîndu-se în considerare regiunea difuzată, de drift și stratul epitaxial.

CZ 512.99

CIRCULATOR MICROSTRIP

MASCĂ

Sajin, Gh.: Trasarea configurației măștilor pentru circuloarele microstrip.

E.E.A. — Automatica și electronica 27, nr. 1, mar 1983, p. 33

Lucrarea prezintă ecuațiile curbelor și coordonatele punctelor ce generează masca unei configurații de circulator microstrip. Sînt tratate cazurile a două configurații specifice: cu transformatoarele de adaptare pliate și nepliate. Este prezentat programul de calcul pentru stabilirea coordonatelor punctelor caracteristice.

CZ 621.3.016.34

TIRISTOARE

SUPRASARCINĂ

Silard, A., Bodea, M., Luca, M.: Predicția capacității în suprasarcină a tiristoarelor de putere.

E.E.A. — Automatica și electronica 27, nr. 1, mar 1983, p. 40

Lucrarea prezintă o metodă originală, eficientă, de estimare a capacității maxime în suprasarcină a dispozitivelor semiconductoare de putere (diode și tiristoare), bazată pe calculul numeric al distribuției de temperatură în structură. Validitatea acestei metode a fost confirmată de rezultatele măsurătorilor efectuate pe tiristoare IPRS Băneasa.

СОДЕРЖАНИЕ

УДК 621.385

ТРАНЗИСТОР VMOS

ОГРАНИЧЕНИЕ ТОКА ОСУШЕНИЯ

Бăдилă, М., Русу, А.: Ограничение тока осушения в силовых транзисторах VMOS.

E.E.A. — Automatica și electronica 27, nr. 1, mar 1983, стр. 2

В силовых транзисторах VMOS ток осушения ограничивается при высоких значениях напряжений поляризации вентиляционной схемы. Экспериментально изучаемое явление обуславливается снижением подвижности носителей в интенсивном поперечном электрическом поле, отрицая существование режима квазинасыщения, вызванного введением излишка носителей в дренаж устройства.

УДК 661.93:541.138

КИСЛОРОД

СИЛАН

ЗАВИСИМОСТЬ АРРХЕНИУСА

Собіану, С., Павелеску, С.: Применение теории поверхностных бимолекулярных реакций в исследовании кинетики выделения двуокиси кремния при низких температурах в системе $\text{SiH}_4 - \text{O}_2 - \text{N}_2$.

E.E.A. — Automatica și electronica 27, nr. 1, mar 1983, стр. 5

В работе объясняется кинетика выделения двуокиси кремния при низких температурах (80—400°C)

на основе теории поверхностных бимолекулярных реакций. Экспериментальная зависимость скорости выделения в зависимости от параметров процесса: кислорода, селена и температуры, продиктована данной теорией.

СИНТЕЗ РЕЧИ ТЕХНИКА СИНТЕЗА СИНТЕТИЗОР VOXART

Лазарю, А.: **Форманциальный синтезатор речи VOXART.**
E.E.A. — Automatica și electronica 27, nr. 1, mar 1983, стр. 8

Статья представляет краткое описание двух техник синтеза речи, кодирование формы волны и параметрическое кодирование, а также представляющие их методы: метод вокадера ленты, форманциальный метод и метод линейного предопределения. Описан форманциальный синтезатор VOXART, спроектированный и осуществлённый автором и его возможности генерирования различных отрывков синтетической речи.

УДК 621.391.8

МИКРОПРОЦЕССОРНЫЕ СИСТЕМЫ КОНТРОЛЬ ПАРАМЕТРОВ

Буше, М. и др.: **Автоматические системы контроля параметров, управляемые микропроцессором — семейство.**

E.E.A. — Automatica și electronica 27, nr. 1, mar 1983, стр. 15

В работе кратко представлена архитектура автоматического управляемого микропроцессором оборудования, предназначенного контролю на плате полупроводниковой аппаратуры. Описаны некоторые основные виды контроля параметров, применяемые в управлении технологического процесса и в целях повышения производительности.

УДК 621.3.078

УСКОРЕННЫЕ ИСПЫТАНИЯ РАСПРЕДЕЛЕНИЕ ВЕЙБУЛЛ АНАЛИЗ DLTS

Бызу, М. и др.: **Применение ускоренных испытаний при оценке надёжности полупроводниковых устройств.**
E.E.A. — Automatica și electronica 27, nr. 1, mar 1983, стр. 19

В работе выявляются главные источники погрешностей, появляющихся при оценке надёжности с помощью ускоренных испытаний. Уделяется внимание проверке факта, что те же самые механизмы неисправностей действуют как при нормальном функционировании, так и при ускоренных испытаниях.

УДК 621.382

ТОК ГЕНЕРИРОВАНИЯ ДИОД — ВЕНТИЛЬ ГЕТТЕРИЗАЦИЯ

Верон, А., Аврамеску, В.: **Технологические аспекты осуществления пикоамперных диодов на основе кремния.**

E.E.A. — Automatica și electronica 27, nr. 1, mar 1983, стр. 23

Работа представляет результаты сравнительного исследования способов насыщения бором и способов геттеризации с целью получения переходов FN с незначительными остаточными токами. Исследуется диффузия B_2H_6 и BN, ионное внедрение, а также эффекты механической притирки и введение фосфора на обратной стороне плат. Характеристика $I-V$ и $I-T$ диодов вентиля находятся в соответствии с существованием кристаллографических дефектов, обнаруженных химически.

УДК 523.72

ФОТОДИОД ВСТРОЕННЫЙ ФОТОДЕТЕКТОР КВАНТОВАЯ ЭФФЕКТИВНОСТЬ

Будяну, Е., Пурика, М., Арие, М.: **Оптимизация фотодиода во встроенном фотодетекторе, применяемом в быстродействующих оптических переключателях.**

E.E.A. — Automatica și electronica 27, nr. 1, mar 1983, стр. 29

Для осуществления эффективных оптических переключений необходима оптимизация встроенного фотодиода в соответствии с удельным сопротивлением и толщиной эпитаксиального слоя, а также с глубиной перехода.

С этой целью была исследована общая квантовая эффективность фотодиода p^n , с учётом области диффузии, сдвига и эпитаксиального слоя.

УДК 512.99

ЦИРКУЛЯТОР МИКРОСТРИП МАСКА

Сажин, Г.: **Построение конфигураций масок для циркуляторов микрострип.**

E.E.A. — Automatica și electronica 27, nr. 1, mar 1983, стр. 33

В работе представлены уравнения кривых и координаты точек, генерирующих маску конфигурации циркулятора микрострип. Рассматриваются случаи двух специфических конфигураций согласующих трансформаторов, складных и нескладных. Представляется вычислительная программа для определения координат характерных точек.

УДК 621.3.016.34

ТИРИСТОРЫ ПЕРЕГРУЗКА

Силард, А., Бодя, М., Лука, М.: **Предвидение возможностей силовых тиристоров при перегрузке.**

E.E.A. — Automatica și electronica 27, nr. 1, mar 1983, стр. 40

В работе представлен оригинальный эффективный метод определения максимальной при перегрузке силовых полупроводниковых устройств (диоды и тиристоры), основанный на применении ЭВМ для вычисления распределения температуры в структуре. Действенность данного метода была подтверждена результатами измерений, проведённых на тиристорах ИПРС — Баняса.

INHALT

DK 621.385

TRANSISTOR VMOS DRAIN-STROMBEGRENZUNG

Bădilă, M., Rusu, A.: **Drain-Strombegrenzung bei den VMOS Leistungstransistoren.**

E.E.A. — Automatica și electronica 27, nr. 1, mar 1983, S. 2

Bei den VMOS Leistungstransistoren wird der Drain-Strom für grosse Werte der Polarisationsspannung des Gatters begrenzt. Das erfahrungsmässig studierte Phänomen wird der Verminderung der Mobilität des Trägers im starken elektrischen Querfeld beigemessen in dem man das Dasein der Quasisättigung infolge der Einspritzung der übermässigen Träger im Drain der Vorrichtung widerlegt.

DK 661.93:541.138

SANERSTOFF SILAN

ARRHENIUS ABHÄNGIGKEIT

Cobianu, C., Pavelescu, C.: **Anwendung der Theorie der zweimoleküllig oberflächlichen Reaganz zum kinetischen Studium des Siliziumdioxidansatzes bei niedriger Temperatur im System $SiH_4-O_2-N_2$.**

E.E.A. — Automatica și electronica 27, nr. 1, mar 1983, S. 5

Diese Arbeit erklärt die Kinetik des Siliziumdioxidansatzes bei niedriger Temperatur (80–400°C) auf Grund der Theorie der zweimolekülligen oberflächlichen Reaganz. Die erfahrungsmässige Abhängigkeit der Ansatzgeschwindigkeit je nach den Prozessparametern: Sanerstoff, Silan und Temperatur ist von dieser Theorie vorangessagt.

SPRACHSYNTHESE SPRACHSYNTHESETECHNIKEN VOXART SYNTHESATOR

Lăzăroiu, A.: **Formant Sprachsynthesator Voxart.**

E.E.A. — Automatica și electronica 27, nr. 1, mar. 1983, S. 8

Die Arbeit stellt eine zusammenfassende Beschreibung der zwei Sprachsynthesetechniken dar, die Kodifizierung der Wellenform und parametrische Kodifizierung sowie die dafür repräsentativen Verfahren: das Verfahren des Bandvokaders, das formantielle Verfahren und das Verfahren der linienförmigen Voraussage. Weiterhin folgt die Beschreibung des formantiellen Synthesators Voxart, entworfen und hergestellt vom Verfasser und es werden dessen Möglichkeiten zur Erzeugung verschiedener Folgen der synthetischen Sprache, angezeigt.

DK 621.391.8

MIKROPROZESSRECHNERSYSTEME PARAMETRISCHES PRÜFEN

Busă, M. u.a.: Selbsttätige Systeme zum parametrischen Prüfen vom Mikroprozessrechner gesteuert Familie Astro. E.E.A. — Automatica și electronica 27, nr. 1, mar 1983, S. 15

Zusammenfassend wird hier die Architektur einer selbsttätigen Ausrüstung vom Mikroprozessrechner gesteuert und bestimmt für das Prüfen auf der Plakette der Halbleitender Vorrichtungen, dargestellt. Es werden einige Hausanwendungen im parametrischen Prüfen mit Implikationen auf die Kontrolle des technologischen Prozesses und Erhöhung der Betriebleistung, beschrieben.

DK 621.3.078

BESCHLEUNIGTE PROBEN WEIBULL-VERTEILUNG DLTS ANALYSE

Băzu, M. u.a.: Anwendung der beschleunigten Versuche zur Schätzung der Fiabilität der Halbleitenden Vorrichtungen. E.E.A. — Automatica și electronica 27, nr. 1, mar 1983, S. 19

Hiermit werden die wichtigsten Quellen der Fehler die bei der Schätzung der Fiabilität durch beschleunigte Versuche erscheinen, hervorgehoben. Aufmerksam muss überprüft werden, dass derselbe Fehlermechanismus sowohl bei normalem Betrieb, als auch bei beschleunigten Proben betätigt ist.

DK 621.382

ERZEUGUNGSSTROM GATTER-DIODE GETTERUNG

Veron, A., Avramescu, V.: Technologische Aspekte aus der Herstellung pikoamperischer Dioden mit Silizium. E.E.A. — Automatica și electronica 27, nr. 1, mar 1983, S. 23

Es werden hier die Ergebnisse eines Vergleichsstudiums der Bordoping und Getterungsversahren zwecks Erlangung der PM Übergänge mit sehr kleinen zurückbleibenden Ströme dargestellt und man analysiert die Diffusion aus B_2H_6 und PN, die ionische Implantation sowie die Einwirkung des mechanischen Schleifens und Doping mit Phosphor der Hinterseite der Plaketten. Die Kenndaten $I-V$ und $I-T$ der Gatter-Dioden sind mit den Kristallographischen chemisch entwickelten Fehler korreliert.

DK 523.72

PHOTODIODE INTEGRIERTER PHOTODETEKTOR QUANTISCHER WIRKUNGSGRAD

Budianu, E., Purică, M., Arie, M.: Optimisierung der Photodiode in einen integrierten Photodetektor gebraucht bei optischen schnellen Koppler.

E.E.A. — Automatica și electronica 27, nr. 1, mar 1983, S. 29

Zwecks Herstellung wirksamer optischer Köppler ist die Optimisierung der integrierten Photodiode bezogen auf den Widerstand und Dicke der epitaxialen Schicht sowie Tiefe des Übergangs, erforderlich. In diesem Zweck analysierte man zahlenmassig den gesamten quantischen Wirkungsgrad einer Photodiode p^+n , berücksichtigend den gestreuten Teil, den Teil des Driftes und den Epitaxial — Übergang.

DK 512.99

MIKROSTRIP ZIRKULATOR MASKE

Sajin, Gh.: Markierung der Maskengestaltung für die Mikrostrip Zirkulatoren.

E.E.A. — Automatica și electronica 27, nr. 1, mar 1983, S. 33

In dieser Arbeit werden die Gleichungen der Biegungen und Koordinaten der Punkte welche die Maske einer Gestaltung des Mikrostrip-zirkulators erzeugen dargestellt. Es werden zwei spezifische Gestaltungen behandelt: mit gefalteten und ungefalteten Anpassungstransformatoren. Anschliessend wird das Berechnungsprogramm zur Festlegung der Koordinaten der Kennezeichnenden Punkte, bekanntgemacht.

DK 621.3.016.34

THYRISTOR ÜBERLASTUNG

Silard, A., Bodea, M., Luca, M.: Die Fähigkeitsvoraussage der Leistungsthyristoren bei der Überlastung.

E.E.A. — Automatica și electronica 27, nr. 1, mar 1983, S. 40

Hiermit wird ein originelles, wirksames Verfahren zur Schätzung der höchsten Fähigkeit der Halbleitenden Leistungsvorrichtungen (Diode und Thyristore) bei der Überlastung, beruhend auf der zahlenmässiger Berechnung der Temperaturverteilung in der Struktur. Die Rechtskraft dieses Verfahrens wurde durch die Ergebnisse der mit Thyristoren IPRS—Băneasa geleisteten Messungen, bestätigt.

SUMMARY

DC 621.385

VMOS TRANSISTOR DRAIN CURRENT LIMITATION

Bădilă, M., Rusu, A.: Drain current limitation within VMOS power transistors.

E.E.A. — Automatica și electronica 27, no. 1, march 1983, p. 2

The drain current is limited for high values of gate polarisation voltage within VMOS power transistors. The phenomenon, which has been studied experimentally is supposed to be due to the decrease of mobility of intense cross electric field carriers, infirming this the existence of the semi-saturation regime caused by the injection of excessive carriers within the drain.

DC 661.93 : 541.138

OXYGEN SILANE ARRHENIUS DEPENDENCE

Cobianu, C., Pavelescu, C.: Application of surface bimolecular reaction theory to the cynamic study of siliccon dioxide deposit at low temperature within the system $SiH_4-O_2-N_2$.

E.E.A. — Automatica și electronica 27, no. 1, march 1983, p. 5

The cynamics of the silicon dioxide deposit at low temperatures (80—400°C) is considered on the basis of surface bimolecular reaction theories. The experimental dependence of settling rate is predicted by this theory reference to the process parameters: oxygen, silane and temperature.

SPEECH SYNTHESIS SPEECH SYNTHESIS TECHNIQUES VOXART SYNTHETISIZER

Lăzăroiu, A.: Voxart speechsynthesizer.

E.E.A. — Automatica și electronica 27, no. 1, march 1983, p. 8

The article presents a brief description of the two speech synthesis approaches, waveform and parameter encoding, as well as their representative methods: channel vocoder method, formant synthesis and linear predictive coding. The Voxart synthesizer designed and produced by the author is described and its possibilities of engendering different sequences of synthetic speech.

DK 621.391.8.

MICROPROCESOR SYSTEMS PARAMETRIC TESTING

Base, M. ș.a.: Automatic systems of microprocessor-controlled parametric testing.

E.E.A. — Automatica și electronica 27, nr. 1, march 1983, p. 15

The paper presents the architecture of a microprocessor controlled automatic equipment for wafer testing. There are described some of the main applications to the parametric testing, with implications on the process control and yield's improvement.

DC 621.3.078

ACCELERATED TESTS WEIBULL DISTRIBUTION DLTS ANALYSIS

Băzu, M. a.o. : Accelerated tests' employment for assesment of semiconductor devices' fiability.

E.E.A. — Automatica și electronica 27, no. 1, march 1983, p. 19

Work praises main errors' sources who appears at assessment of fiability by means of accelerated tests. Attention is attached in verification of fact that the same damage mechanisms, actuated both at normal work and also at speed trials.

DC 621.382

GENERATING CURRENT GATE DIODE GETTERISATION

Veron, A., Avramescu, V. : Technological aspects of sillicon pleoamperle diodes production.

E.E.A. — Automatica și electronica 27, no. 1, march 1983, p. 23

The work presents the results of a comparative study of borou doping and getterisation processes with a view to obtaining very small residual current PN joints. The dispersion within B_2H_6 and BN, ionic implantation and the effects of mechanical wearing out and phosphorus doping of the back surface of the plates are analysed. The $I-V$ and $I-T$ characteristics of gate diodes are correlated with the presence of crystallographic defects, chemically revealed.

DC 523.72

PHOTODIODE INTEGRATED PHOTODETECTOR QUANTIC EFFICIENCY

Budianu, E., Purica, M., Arie, M. : Optimization of a photodiode in an integrated photodetector used in fast optical couplers.

E.E.A. — Automatica și electronica 27, no. 1, march 1983, p. 29

In order to achieve efficient optical couplers, it is necessary to optimize the integrated photodiode, with respect to the resistivity and thickness of the epitaxial layer, and to the depth of the joint.

With this aim in view, the total quantic efficiency of a p^+n photodiode has been analysed, taking into consideration the dispersed area, the drift and the epitaxial loyer.

DC 523.72

MICROSTRIP CIRCULATOR MASK

Sajin, Gh. : Design of mask configuration for microstrip circulators.

E.E.A. — Automatica și electronica 27, no. 1, march 1983, p. 33

The article presents the equations of the curves and the coordinates of points which engender the mask of a microstrip circulator configuration. The cases of two specific configurations are considered : those provided with tolded adaptation transformers and those with unfolded ones. The computation programme for determining the coordinates of characteristic points is presented.

DC 621.3.016.34

OVERLOAD

Silard, A., Botea, M., Luca, M. : Prediction of overloaded power tyristors capacity.

E.E.A. — Automatica și electronica 27, nr. 1, march 1983, p. 40

An original efficient method of estimation of the maximum capacity of power semiconductor units (diodes and tyristors) in overload is presented ; it is based on the numeric computation of the temperature distribution within the structure. The validity of this method has been confirmed by the results of measurements made on tyristors produced by IPRS Băneasa.

SOMMAIRE

CD 621.385

TRANSISTOR VMOS LIMITATION DU COURANT DE DRAIN

Bădilă, M., Rusu, A. : Limitation du courant de drain dans les transistors VMOS de puissance.

E.E.A. — Automatica și electronica 27, nr. 1, mars 1983, p. 2

Dans les transistors VMOS de puissance le courant de drain est limité pour de grandes valeurs de la tension de polarisation de la porte. Le phénomène étudié expérimentalement est attribué à la diminution de la mobilité des porteurs en champs électrique transversal intensif, infirmant l'existence du régime de quasi-saturation dû à l'injection de porteurs à l'excès au drain du dispositif.

CD 661.93 : 541.138

OXYGÈNE

SILANE

DÉPENDANCE ARRHÉNIUS

Cobianu, C., Pavelescu, C. : Application de la théorie des réactions bimoléculaires de surface à l'étude de la cynétique du dépôt du bioxyde de silicium à basse température dans le système $SiH_4-O_2-H_2$.

E.E.A. — Automatica și electronica 27, nr. 1, mars 1983, p. 5

Ce travail explique la cynétique du dépôt du bioxyde de silicium à une basse température (80–400°C) fondée sur la théorie des réactions bimoléculaires de surface. La dépendance expérimentale de la vitesse de dépôt en fonction des paramètres de processus : oxygène, silane et la température est prédictible grâce à cette théorie.

SYNTHÈSE DE PAROLE TECHNIQUES DE SYNTHÈSE SYNTHÉTISEUR VOXART

Lăzăroiu, A. : Le synthétiseur formantiel de parole Voxart.

E.E.A. — Automatica și electronica 27, nr. 1, mars 1983, p. 8

L'article présente une description sommaire des deux technique de synthèse de parole, le codage de la forme d'onde et le codage paramétrique aussi bien que les méthodes qui en sont représentatives : méthode du vocoder de bande, méthode formantielle et méthode de la prédictibilité linéaire. On y décrit le synthétiseur formantiel Voxart, conçu et réalisé par l'auteur et l'on y montre les possibilités de celui-ce d'engendrer diverses séquence de parole synthétique.

CD 621.391.8

SYSTÈMES A MICROPROCESSEUR ESSAI PARAMÉTRIQUE

Buşe, M. et d'a. : Systèmes automatiques commandés par microprocesseur — type Astro — pour l'essai paramétrique.

E.E.A. — Automatica și electronica 27, nr. 1, mar 1983, p. 15

Ce travail présente succinctement l'architecture d'un équipement automatique, commandé par microprocesseur, destiné à l'essai sur plaquette des dispositifs semi-conducteur. On y décrit quelques unes des applications principales à l'essai paramétrique ayant des implications sur le contrôle du processus technologique et sur l'accroissement du rendement de production.

CD 621.3.078

ESSAIS ACCÉLÉRÉS DISTRIBUTION WEIBULL ANALYSE DLTS

Băzu, M. et d'a. : Utilisation des essais accélérés à l'estimation de la fiabilité des dispositifs semi-conducteurs.

E.E.A. — Automatica și electronica 27, nr. 1, mars 1983, p. 19

Ce travail met en évidence les principales sources d'erreurs qui apparaissent à l'estimation de la fiabilité par essais accélérés. On accorde une attention particulière à la vérification du fait que les mêmes mécanisme de défaillance agissent aussi bien au fonctionnement normal qu'aux essais accélérés.

CD 621.382

**COURANT DE GÉNÉRATION
DIODE-PORTE
GETTERISATION**

Veron, A., Avramescu, V.: Aspects technologiques de la réalisation des diodes picoampériques à silicium.

E.E.A. — Automatica și electronica 27, nr. 1, mars, 1983 p. 23

L'ouvrage présente les résultats d'une étude comparative des procédés de dopage à bore et getterisation en vue d'obtenir des jonctions PN à courants résiduels d'intensité très faible. On y analyse la diffusion de B_2H_6 et BN, l'implantation ionique aussi bien que les effets du rodage mécanique et du dopage à phosphore de l'arrière des plaquettes. Les caractéristiques I-V et I-T des diodes à porte sont corrélées à la présence des défauts cristallographiques révélés par voie chimique.

CD 523.72

**PHOTODIODE
PHOTODÉTECTEUR INTÉGRÉ
EFFICIENCE QUANTIQUE**

Budianu, E., Purica, M., Arie, M.: Optimisation de la photodiode dans un photodétecteur intégré utilisé dans les coupleurs optiques rapides.

E.E.A. — Automatica și electronica 27, nr. 1, mars 1983, p. 29

Pour réaliser des coupleurs optiques efficaces il faut optimiser la photodiode intégrée, par rapport à la résistivité et à l'épaisseur de la couche épitaxiale aussi bien que la profondeur de la jonction.

Dans ce but-ci on a analysé l'efficacité quantique totale d'une photodiode p+n, prenant en considération la zone diffusée de drift et la couche épitaxiale.

CD 512.99

**CIRCULATEUR MICROSTRIP
MASQUE**

Sajin, Gh.: Traçage de la configuration des masques pour les circulateurs microstrip.

E.E.A. — Automatica și electronica 27, nr. 1, mars 1983, p. 33

L'ouvrage présente les équations des courbes et des coordonnées des points qui engendrent le masque d'une configuration de circulateur microstrip. On y traite les cas de deux configurations spécifiques à transformateurs d'adaptation pliés et nonpliés. De même on y présente le programme de calcul pour établir les coordonnées des points caractéristiques.

CD 621.3.016.34

**THYRISTORS
SURCHARGE**

Silard, A., Bodea, M., Luca, M.: Prédiction de la capacité en surcharge des thyristors de puissance.

E.E.A. — Automatica și electronica 27, nr. 1, mars 1983, p. 40

L'ouvrage présente une méthode originale, efficace, d'estimation de la capacité maximale en surcharge des dispositifs semi-conducteurs de puissance (diodes et thyristors), reposant sur la calcul digital de la distribution de température dans la structure. La validité de cette méthode a été confirmée par les résultats des mesures effectuées sur thyristors IPRS Băneasa.

COMITETUL DE REDACȚIE

Prof. dr. doc. șt. tehn. ing. I. S. ANTONIU, membru coresp.
al Academiei R. S. România; prof. dr. ing. C. APETREI;
prof. dr. doc. șt. tehn. ing. N. BOȚAN; dr. ing. C.
BULUCEA; dr. ing. V. BUNEA; prof. dr. ing. S. CALIN;
prof. dr. ing. V. CATUNEANU; ing. V. CIOCEONICA;
prof. dr. doc. șt. tehn. ing. V. CORLĂTEANU; prof. dr.
ing. T. DORDEA; prof. dr. ing. M. DRĂGĂNESCU; prof.
dr. ing. S. FLOREA; prof. dr. ing. M. HĂNGĂNUȚ; prof.
dr. doc. șt. tehn. ing. G. HORTOPAN; ing. I. ILIESCU;
ing. V. LEFTER; dr. ing. A. MILLEA; prof. dr. doc. șt.
tehn. ing. C. MOCANU; prof. dr. ing. A. NICOLAIDE; ing.
A. POPA; prof. dr. ing. S. PUȘCAȘU; acad. prof. dr. șt.
tehn. ing. REMUS RADULEȚ; ing. M. SIRBŪ; dr. ing.
VALERIUS STANCIU, redactor resp. adjunct; dr. ing.
FLORIN TEODOR TĂNĂSESCU, redactor responsabil.

Redactor rubrică: GRETA ANDREI

Tehnoredactor: CORNELIA CRISTESCU

Controlul nedistructiv

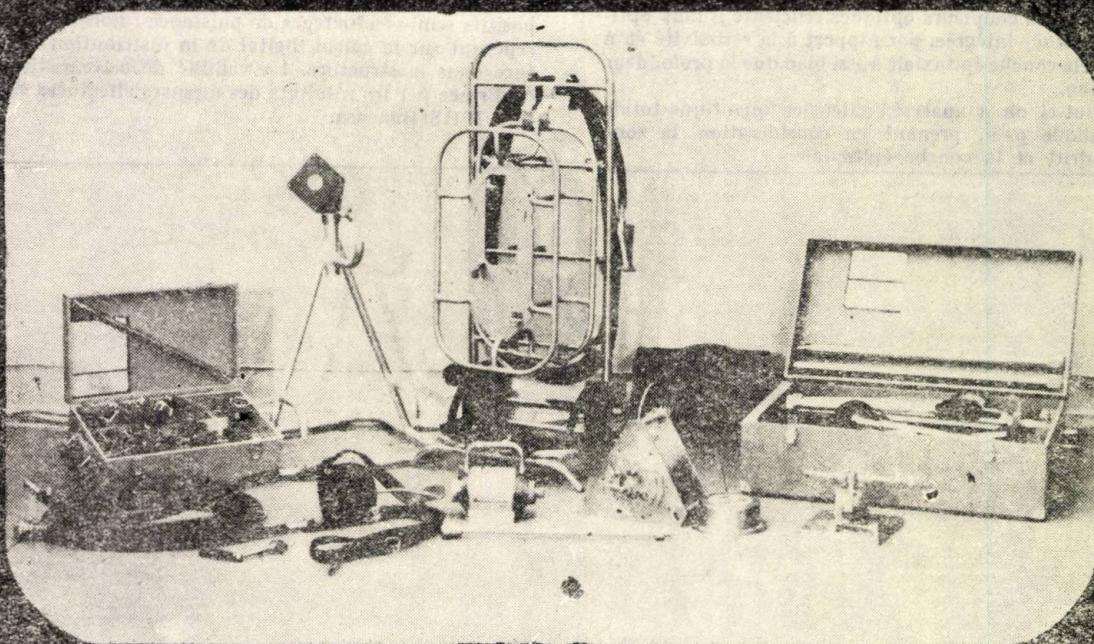
este o garanție a fiabilității muncii dv.!

Cea mai bună alegere a dv. este controlerul universal de defecte cu raze gamma și tub flexibil

GAMMARID — 192

Acest aparat este destinat controlului radiografic nedistructiv al calității elementelor și lucrărilor următoare:

- pieselor culee de turnătorie, ambutisate, mulate, de forjă, sudate etc.;
- sudurilor de oleo- și gazoducte;
- lucrărilor de acces dificil în construcții navale, aeronautice și din alte ramuri industriale;
- structuri de construcții.



Unitățile de gammagrafie de tipul GAMMARID — 192 se disting prin următoarele calități:

- posibilitatea radiografierii diverselor materiale într-o gamă largă de grosimi;
- radiografie comodă prin excelență datorită unei vaste game de accesorii;
- folosirea ca surse de raze gamma

- a diferitor izotopi (tuluiu—170, cesiu—137, iridiu—192) fără necesitatea reajustării lor;
- securitatea radiologică în conformitate cu normele A.I.E.A.;
- dimensiuni și mase mici, construcție simplă, fiabilitate.

Caracteristici tehnice principale:

Tipul	GAMMARID 192/4	GAMMARID 192/120	GAMMARID 192/4	GAMMARID 192/120
Grosimea materialelor de radiografiat, mm:				
oțel	1—40	1—80		
metale și aliaje ușoare	1—200	1—250		
Activitatea sursei utilizate				
Iridiu — 192, Bq(Ci)	14,8 ¹⁰ (4)	4,4 · 10 ¹² (120)		
Debitul maxim al dozei de expunere a razelor gamma, A kg (mR/h):				
			la distanța de 50 mm de la suprafața capului de raze	3,59 · 10 ⁻⁹ (50)
			la distanța de 1 m de la suprafața capului de raze	14,34 · 10 ⁻¹¹ (2,0)
			Dimensiunile capului de raze, mm	240 × 170 × 110
			Masa capului de raze, kg. 7	16

Exportator:

Technabekport
USSR MOSCOW

32/34 Bd. Smolenskaya — Sennaya; 121200
Moscova, U.R.S.S.; Telefon: 244.32.85;
Telex: 411328 TSE SU

ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ȘI AUTOMATICA

ORGAN AL MINISTERULUI INDUSTRIEI DE MAȘINI-UNELTE, ELECTROTEHNICĂ ȘI ELECTRONICĂ

Automatica și electronica nr. 1

Conferința anuală de semiconductoare a ICCE. Ediția a V-a (1982)



Cea de a 5-a ediție „semijubiliară” a Conferinței anuale de semiconductoare a ICCE s-a desfășurat între 7 și 9 octombrie 1982, în aceeași ambianță pitorească a Timișului de Sus, ca și în urmă cu cinci ani, și cu un entuziasm automotivat comparabil al participanților.

Stabilită în 1978, un an de creștere din punctul de vedere al abundenței resurselor materiale alocate cercetării de semiconductoare, CAS/ICCE a înregistrat istoria realizărilor noastre din ultimii cinci ani, aceștia incluzând atit ani de creștere ca cel menționat, cât și perioada care a urmat, de reduceri majore a importurilor de materiale specifice și de eforturi corespunzătoare de compensare cu resurse din țară. Oricum ar fi considerate măsurile menționate în raport cu importanța deosebită a domeniului, participarea cu lucrări acceptate la CAS/ICCE a rămas un barometru sensibil al progreselor realizate.

Cele 72 de lucrări regulate acceptate la această ediție a CAS/ICCE au fost împărțite, ca întotdeauna, în 10 secțiuni, cu noutatea organizării primeia din ele ca secțiune generală, cuprinzând lucrări reprezentative selecționate din toate subdomeniile acoperite de Conferință. Restul secțiunilor au fost dedicate direcțiilor CAS/ICCE consacrate, cu reintroducerea secțiunii de circuite integrate. În plus, această ediție a cuprins, în cadrul unei secțiuni speciale Poster, o serie de nouă circuite integrate MOS/LSI din programul MICROELECTRONICII.

Cele două lucrări invitate ale Conferinței s-au referit, nu întâmplător, la două succese ale ICCE, tehnologiile de proiectare computerizată și de fabricație a măștilor pentru dispozitive semiconductoare — tehnologii elaborate prin cercetare proprie și folosite eficient în toată „Platforma siliciului”.

Participanții la ediția a 5-a a CAS/ICCE au avut privilegiul audierii prelegerii „Orientarea prezentă a cercetărilor în semiconductoare amorfe” a prof. Radu Grigorovici, membru corespondent al Academiei RSR, invitatul de onoare al Conferinței.

Elementul—surpriză al Conferinței a fost constituit de demonstrarea unei capacități speciale a semiconductoarelor: Aurelian Lăzăroiu, de la Institutul de cercetări etnologice și dialectologice a prezentat sintetizatorul VOXART — realizare de anticipație în domeniu — convingind, prin redarea poeziei „La steaua”, vorbită în întregime electronic, asupra faptului că, după consumarea posibilităților oferite de afișarea numerică, alfanumerică și grafică, electroniștii trebuie să își pregătească mintea pentru afișarea prin vorbire.

Ca și anul trecut, la această ediție a CAS/ICCE au fost premiate 10 din lucrările prezentate la CAS/ICCE — 1981, pe baza criteriilor originalității, interesului tehnic și calității prezentării, punctate de organizatori (lista de la p. 51). Felicitându-i pe cercetătorii premiați, Comitetul de organizare le urează succese similare în continuare.

Numărul de față al revistei selecționează 10 din lucrările prezentate la Conferință, pe baza criteriului combinat al consistenței comunicărilor și al formei de prezentare a manuscriselor pentru publicare la data asamblării materialului (decembrie 1982). Alte lucrări, din care unele de valoare tehnică deosebită, vor fi inserate în numerele viitoare ale revistei, pe măsura primirii lor la redacție, în forma revizuită pentru publicare.

Dr. ing. C. Bulucea

Președintele comitetului de organizare al CAS/ICCE—1982

CZ 621.385

TRANZISTOR VMOS
LIMITARE CURENT DRENĂ

Limitarea curentului de drenă în tranzistoare VMOS de putere

MARIAN BĂDILĂ*, ADRIAN RUSU** — BUCUREȘTI

Introducere

Lucrarea prezintă investigații experimentale asupra fenomenului de limitare a curentului de drenă în tranzistoarele VMOS de putere și stabilește mecanismele care concurează la producerea acestui fenomen.

Structurarea dispozitivelor MOS pe verticală, împreună cu progresele tehnologice înregistrate au permis realizarea unor noi clase de tranzistoare de medie și mare putere: VMOS și DMOS verticalizat. Caracteristic acestor noi tipuri de tranzistoare MOS este lungimea redusă a canalului și variația concentrației de impurități de-a lungul canalului.

Caracteristica de transfer a tranzistoarelor MOS este prezentată calitativ (în unități relative) în figura 1 a. Pentru dispozitivele de mică putere, curentul de drenă (I_D) crește continuu cu tensiunea de poartă (V_G) [1], variația tinzând spre o lege liniară în cazul dispozitivelor cu canal scurt. La tranzistoarele MOS de putere s-a constatat că la tensiuni de poartă mai mari decît o anumită valoare, curentul de drenă se limitează [2]. Această deosebire de comportare este pregnantă și în domeniul conductanței mutuale (g_m , fig. 1, b). La tranzistoarele MOS de putere mică (și canal scurt) conductanța se limitează, pe cînd la tranzistoarele MOS de mare putere conductanța prezintă un maxim după care scade apreciabil.

Pentru aplicații, zona de pantă constantă reprezintă un avantaj prin implicațiile legate de micșorarea distorsiunilor, dar scăderea pantei este un fenomen nedorit. Cunoașterea fenomenului de limitare a curentului și înțelegerea cauzelor care-l determină reprezintă un mare ajutor pentru proiectantul de dispozitive în încercarea de creștere a capacității de curent.

1. Modelul de cvasisaturație

Fenomenul de limitare a curentului de drenă la valori ridicate ale tensiunii de poartă a fost raportat de E. Caquot ș.a. [2], considerîndu-se că tranzistorul intră într-un regim aparte de funcționare, numit regim de cvasisaturație. Analiza întreprinsă de autorii susmenționați este calitativă, exclusiv teoretică.

Pentru înțelegerea acestui model, în figura 2a s-a reprezentat o secțiune printr-un transistor

VMOS de putere [3]. Conform calculelor efectuate, reiese că la nivel mare de curent, în regiunea n^- a drenei apare o injecție puternică de purtători; ca urmare, în această regiune apare un cîmp electric însemnat și, implicit,

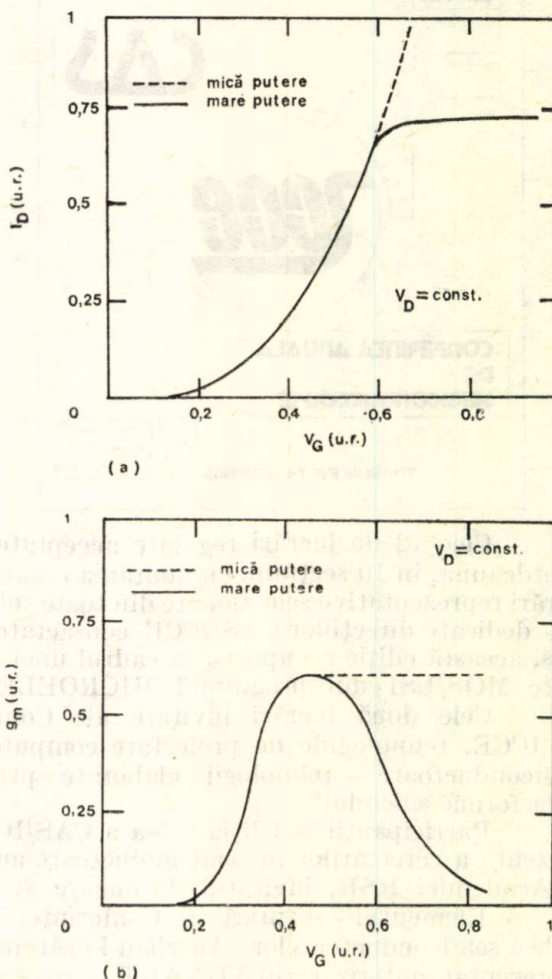


Fig. 1. Caracteristica de transfer (a) și dependența conductanței mutuale de tensiunea de poartă (b) la tranzistoare MOS.

o cădere de tensiune. Acest proces, de preluare a unei părți din tensiunea de drenă de către regiunea „neutră” a drenei, a inspirat un model simplu, prezentat în figura 2 b. Acest model conține un tranzistor MOS (cu canal scurt) ideal, la care nu apare fenomenul de limitare a curentului, inseriat cu o rezistență R_{sd} dependentă de nivelurile curentului și tensiunii de drenă. La creșterea curentului de drenă, o parte însemnată a tensiunii drenă-sursă cade pe rezistența R_{sd} și se micșorează tensiunea

* Centrul de cercetare științifică și inginerie tehnologică pentru semiconductoare — București.

** Institutul politehnic — București.

efectiv aplicată pe tranzistorul ideal, ducând la micșorarea curentului.

Acest model este criticabil chiar la o privire sumară, rezultând din observația că scăderea tensiunii de drenă în regim de pinch-off (la

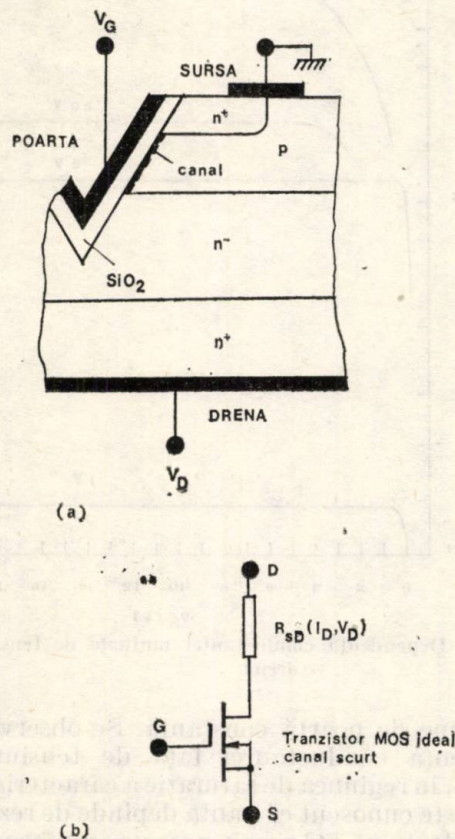


Fig. 2. Secțiune printr-un tranzistor VMOS de putere (a) și modelarea lui conform teoriei cvasisaturației (b).

tensiune de poartă constantă) nu duce la scăderi importante ale curentului. Așa cum se va demonstra ulterior, fenomenul de limitare a curentului este net și determină mari deviații ale caracteristicii de transfer de la extrapolarea liniară.

2. Investigarea experimentală a fenomenului

În scopul elucidării cauzelor fizice ce guvernează limitarea curentului de drenă s-a făcut separarea fenomenelor termice de cele electrice prin efectuarea măsurătorilor în pulsuri foarte scurte (80 μ s) cu factor de umplere mic (1%), iar temperatura capsulei dispozitivului a fost menținută constantă cu o toleranță de 0,5°C.

Măsurătorile au fost efectuate pe tranzistoare RVM 60, fabricate la OOSITS; ele prezintă caracteristici similare cu produsul 2 N 6661 fabricat de firma SILICONIX, luat ca referință în modelările teoretice [2].

În figura 3 s-a reprezentat caracteristica de transfer, la temperatură constantă ($T = 27^\circ\text{C}$) și pentru două valori ale tensiunii de

drenă ($V = 0,05$ V și 15 V). Se observă fenomenul de limitare netă a curentului de drenă. În plus, acest fenomen este prezent și în regiunea liniară a caracteristicilor (la tensiuni mici de drenă). Această observație pune în discuție

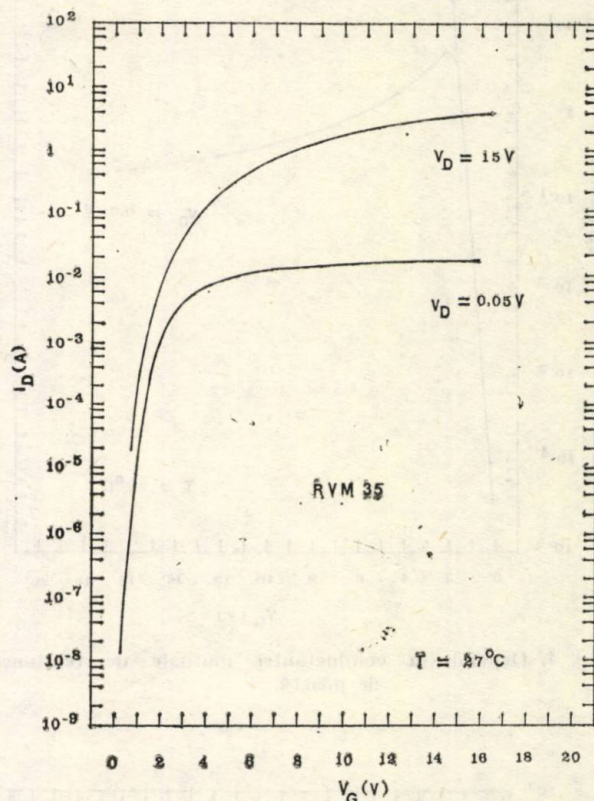


Fig. 3. Caracteristica de transfer a dispozitivelor RVM 60.

existența efectelor de rezistență serie, care nici nu ar trebui să se manifeste la tensiuni de drenă și, implicit, curenți mici.

Un alt mod de evidențiere a fenomenului studiat este prezentat prin intermediul dependenței conductanței mutuale de tensiunea de poartă (fig. 4) pentru același dispozitiv și aceleași condiții de măsură ca în figura 3. La tensiuni de drenă mici (0,05 V), scăderea pantei se face simțită de la tensiuni de poartă reduse (≈ 2 V); la tensiuni de drenă mari (15 V), panta prezintă un palier destul de larg, efectul de scădere apărând mai târziu (≈ 12 V).

Pentru a pune în evidență efectul temperaturii, s-au ridicat caracteristicile de transfer la două temperaturi: $T = 27^\circ\text{C}$ și 100°C (fig. 5). Se observă o slabă dependență de temperatură în concordanță cu modelele cunoscute care țin seamă de modificarea tensiunii de prag și a mobilității purtătorilor de sarcină. Acest comportament infirmă prezența unei injecții de purtători în regiunea drenei, cunoscută fiind dependența puternică de temperatură a fenomenului de injecție.

În figura 6 s-a prezentat și dependența conductanței mutuale de tensiunea de drenă, pentru

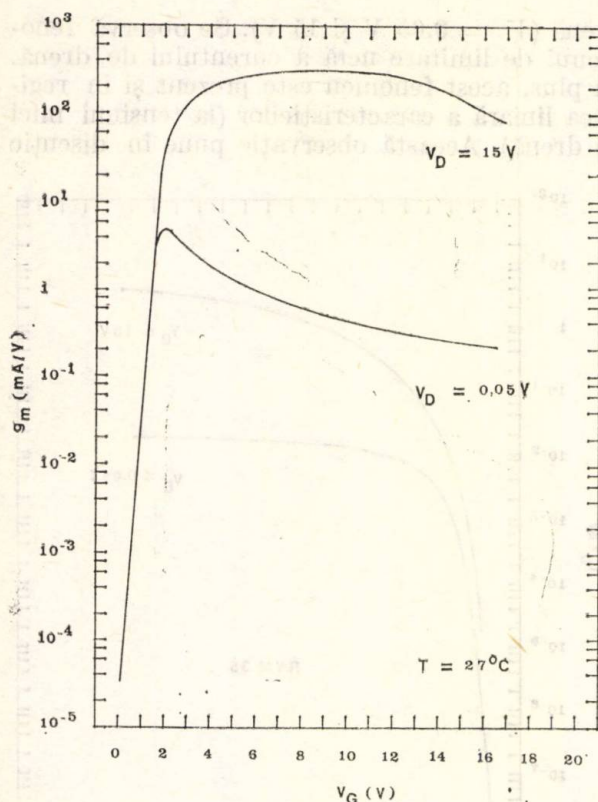


Fig. 4. Dependența conductanței mutuale de tensiunea de poartă.

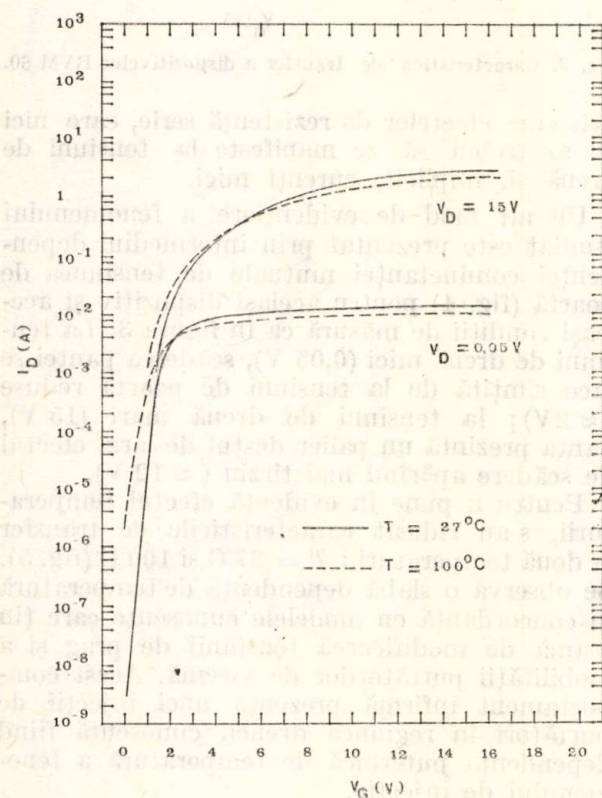


Fig. 5. Influența temperaturii asupra caracteristicii de transfer.

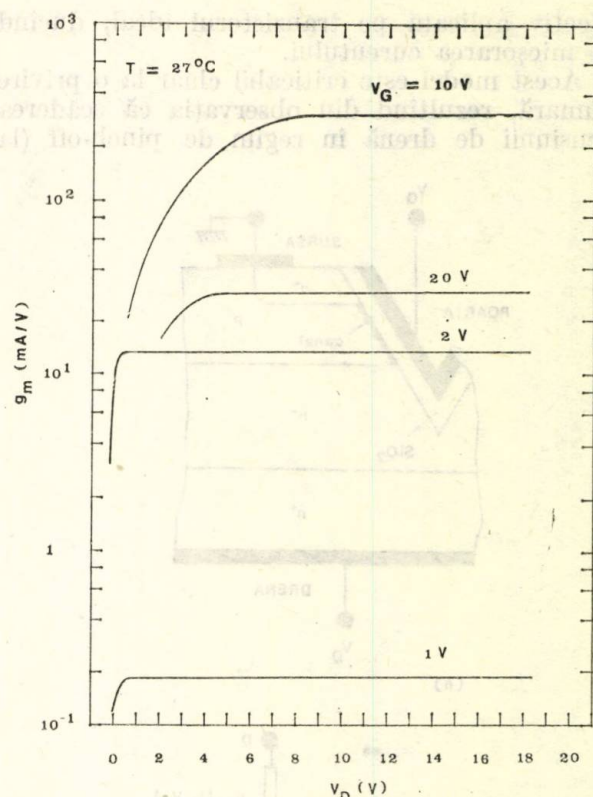


Fig. 6. Dependența conductanței mutuale de tensiunea de drenă.

tensiune de poartă constantă. Se observă independența conductanței față de tensiunea de drenă, în regiunea de saturație a caracteristicilor. Ori, este cunoscut că panta depinde de rezistența serie de drenă [4] și prin aceasta, conform modelului de cvasisaturație, ar trebui să depindă de tensiunea de drenă.

3. Discuții și concluzii

Investigațiile experimentale prezentate în capitolul anterior au indicat că modelul de cvasisaturație este invalidat.

Concordanța obținută între variațiile măsurate ale conductanței mutuale cu cele calculate pe dispozitive „clasice” [5] indică faptul că fenomenul de limitare a curentului se datorează scăderii mobilității purtătorilor la valori mari ale cîmpului electric. Faptul că influența tensiunii de poartă se manifestă la valori crescute pe măsură ce crește tensiunea de drenă (vezi fig. 4) arată că limitarea curentului apare la un moment în care cîmpul electric transversal devine predominant față de cel longitudinal. Acest lucru a sugerat autorilor lucrării un model simplu, prezentat în figura 7. La ieșirea electronilor din canal, aceștia sînt preluați de cîmpul electric din regiunea de sarcină spațială a drenăi. Existența unui cîmp electric transversal important determină apropierea liniilor de curent de suprafața semiconducto-

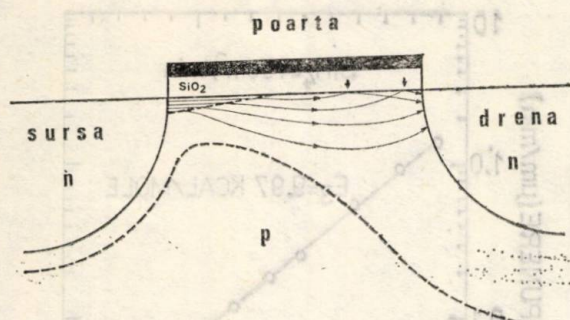


Fig. 7. Influența cîmpului electric transversal asupra liniilor de curent într-un tranzistor MOS.

ului. Ca urmare, pot apare următoarele fenomene:

— ciocnirile unor electroni cu interfața oxid-semiconductor (vezi săgețile din fig. 7);

— ciocnirile electronilor între ei (datorită îngustării secțiunii fluxului de electroni), responsabile de scăderea mobilității, deci, de limitarea vitezei și, implicit, a curentului.

Aceste ipoteze urmează a fi verificate atît prin investigații experimentale, cit, mai ales, prin modelare teoretică.

Bibliografie

- [1] Cobbold, R. S. C. Theory and applications of field effect transistors. Wiley-Interscience, New York, 1970.
- [2] Caquot, E., Guegan, G., Gamboa, M., Tranduc, H., Rossel, P. Quasi saturation effect in the power MOS transistor, 10-th ESSDERC, 15—18 septembrie 1980.
- [3] Bădilă, M., Steriu, M. D., Rusu, A. În: Automatica și electronica, vol. 23, pag. 49 (1979).
- [4] Grove, A. S. Fizica și tehnologia dispozitivelor semiconductor. Ed. tehnică, București, 1976.
- [5] Sah, C. T., Pao, H. În: IEEE Transactions on Electron Devices, vol. ED-13, 1966, p. 393.

C.Z. 661.93 : 541.138

OXIGEN
SILAN
DEPENDENTA ARRHENIUS

Aplicarea teoriei reacțiilor bimoleculare de suprafață la studiul de cinetica depunerii bioxidului de siliciu la temperatură joasă în sistemul $\text{SiH}_4 - \text{O}_2 - \text{N}_2^*$

CORNEL COBIANU, CRISTIAN PAVELESCU** — BUCUREȘTI

Introducere

Teoria reacțiilor bimoleculare de suprafață [1] este folosită la explicarea cineticii depunerii bioxidului de siliciu la temperatură joasă pe substrate de siliciu.

1. Baza experimentală și rezultate

Experimentele au fost efectuate pe un reactor de tip continuu la presiune atmosferică în domeniul de temperatură de 80—400°C. Grosimea filmelor de bioxid de siliciu a fost măsurată cu profilometrul de tip Alpha-Step. Dependența vitezei de depunere în funcție de debitul de oxigen păstrînd silanul ca parametru este prezentată în figura 1, remarcîndu-se o variație de tipul creștere-maxim-descreștere. O dependență similară a fost obținută în cazul variației debitului de silan păstrînd oxigenul ca parametru similar rezultatelor din [2]. Analizînd dependența de temperatură a datelor din figura

1, au fost găsite dependente exponențiale de temperatură de tip Arrhenius pentru:

1 — raportul oxigen/silan corespunzător vitezei maxime de depunere;

2 — raportul oxigen/silan corespunzător unei viteze de depunere nule, în regiunea retardată și 3 — viteza maximă de depunere. Pentru domeniul de temperatură 80—350°C, energiile de activare asociate primilor doi parametrii cinetici, notați cu E_1 , respectiv E_2 , prezintă o fringere la 250°C așa cum rezultă din figura 2. În același domeniu de temperatură energia de activare pentru al treilea parametru notată prin E_3 , este dedusă din panta drepte prezentate în figura 3. La 400°C a fost obținută o creștere relativ mică a vitezei maxime de depunere în raport cu valoarea de la 350°C (fig. 1), similar rezultatelor din lucrarea [3].

2. Teorie și model

Folosind dependenta experimentală a vitezei de depunere în funcție de debitul de oxigen și silan, s-a aplicat mecanismul Langmuir-Hinshelwood pentru interpretarea rezultatelor prezentate.

Se presupune că viteza de depunere este proporțională cu viteza de reacție. Corespunzător acestei teorii, viteza de depunere este pro-

* Lucrare prezentată la Congresul internațional de tehnologie: Journal of The Electrochemical Society, din 9—14 mai 1982, Montreal, Canada (Abstract Nr. 208).

** Centrul de cercetare științifică și inginerie tehnologică pentru semiconductoare — București.

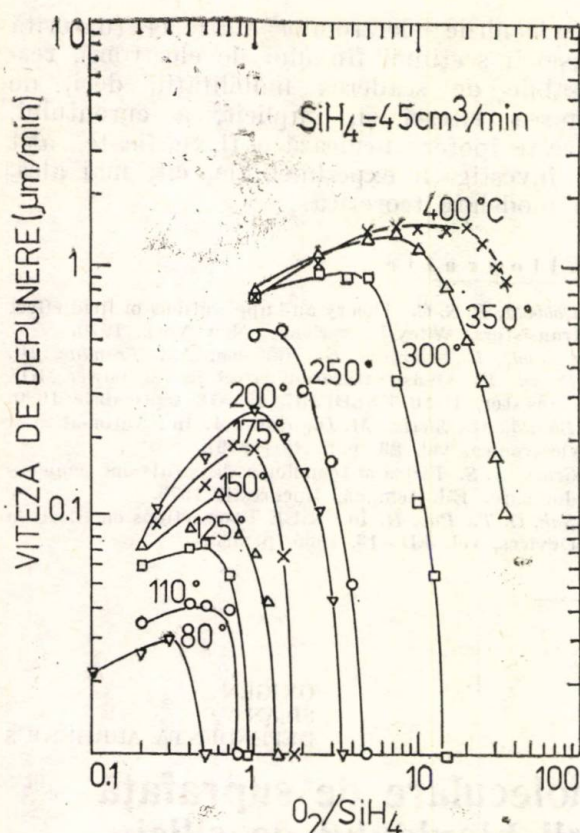


Fig. 1. Viteza de depunere în funcție de raportul O_2/SiH_4 la $\text{SiH}_4 = \text{ct.}$ în domeniul de temperatură 80–400°C.

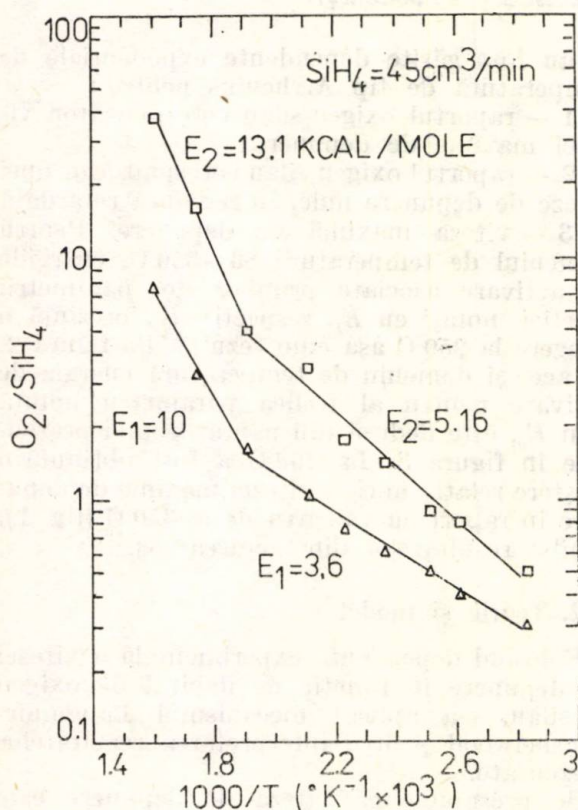


Fig. 2. Raportul O_2/SiH_4 în funcție de $1/T$ (K^{-1}), pentru: Δ viteza maximă de depunere; $\square$ viteza de depunere nulă.

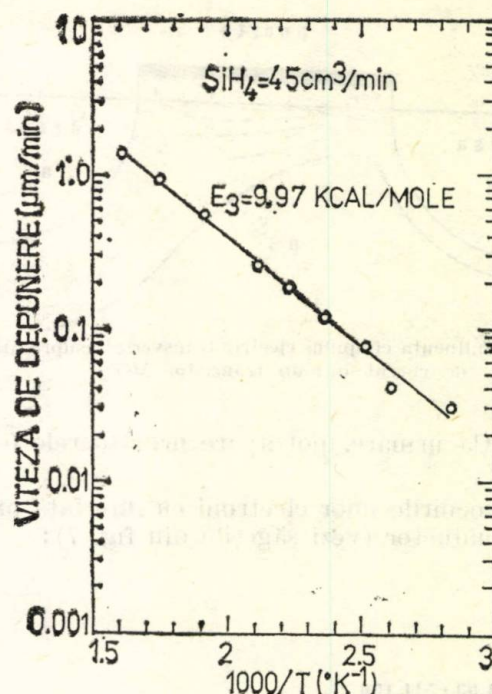


Fig. 3. Viteza maximă de depunere în funcție de $1/T$ (K^{-1}) în domeniul de temperatură 80–350°C.

portională cu fracțiunile de suprafață, θ_{O_2} și O_{SiH_4} , acoperite de silan și oxigen competitiv adsorbite, care sînt obținute din izotermele Langmuir [1] după cum urmează :

$$\theta_{\text{O}_2} = K_{\text{O}_2} p_{\text{O}_2} / (1 + K_{\text{O}_2} p_{\text{O}_2} + K_{\text{SiH}_4} p_{\text{SiH}_4}), \quad (1)$$

unde K_{O_2} , K_{SiH_4} și p_{O_2} , p_{SiH_4} sînt constantele de echilibru pentru adsorbție, respectiv presiunile parțiale ale oxigenului și silanului. O relație similară poate fi scrisă pentru adsorbția silanului. Prin urmare, viteza de depunere este :

$$v = k_r \theta_{\text{O}_2} \text{O}_{\text{SiH}_4} = k_r K_{\text{O}_2} K_{\text{SiH}_4} p_{\text{O}_2} p_{\text{SiH}_4} / (1 + K_{\text{O}_2} p_{\text{O}_2} + K_{\text{SiH}_4} p_{\text{SiH}_4})^2, \quad (2)$$

unde, k_r este constanta de viteza care satisface o lege Arrhenius :

$$k_r = k_{or} \exp(-E_r/RT). \quad (3)$$

În relația (3) E_r este energia de activare a reacției și k_{or} este o constantă. Relația (2) implică o viteză maximă de reacție atît în raport cu presiunea parțială a oxigenului, cît și a silanului cînd o presiune parțială este variată, iar cealaltă menținută constantă. Dacă silanul este puternic adsorbit astfel încît :

$$K_{\text{SiH}_4} p_{\text{SiH}_4} \gg 1 \quad (4)$$

(care implică același caracter al adsorbției pentru oxigen la viteza maximă de depunere,

conform relației (5)), coordonatele maximului în raport cu oxigenul sînt:

$$p_{O_2}/p_{SiH_4} = K_{SiH_4}/K_{O_2} \quad (5)$$

și: $v_M = k_r/4 = k_{03} \exp(-E_3/RT). \quad (6)$

Luind în considerație tratarea statistică a adsorbției ideale [5], care furnizează o dependentă exponențială de temperatură a parametrilor K_{O_2} și K_{SiH_4} , relația (5) devine:

$$p_{O_2}/p_{SiH_4} = K_{01} \exp(-E_1/RT). \quad (7)$$

În relația de mai sus K_{01} este o constantă care depinde de natura moleculelor adsorbite, iar E_1 este dat de relația:

$$E_1 = E_{O_2} - E_{SiH_4}. \quad (8)$$

În această relație E_{O_2} și E_{SiH_4} sînt energiile eliberate la 0°K de o moleculă de oxigen, respectiv silan adsorbită, care depind de gradul de acoperire al suprafeței de către cele două gaze. În relația (6) k_{03} este o constantă iar:

$$E_3 = E_r. \quad (9)$$

La presiuni mai mari de oxigen unde se îndeplinește condiția:

$$K_{O_2} p_{O_2} \gg 1 + K_{SiH_4} p_{SiH_4} \quad (10)$$

relația (2) predictează retardarea reacției prin adsorbția puternică a oxigenului după cum urmează:

$$v = (k_r K_{SiH_4}/K_{O_2}) (p_{SiH_4}/p_{O_2}). \quad (11)$$

Dacă se consideră v_0 , o viteză de reacție apropiată de viteza de depunere de valoare nulă independent de temperatura de lucru și de asemenea k_r , K_{SiH_4} , K_{O_2} sînt cunoscute, atunci raportul de oxigen/silan, corespunzător acestei situații, din relația (11) poate fi scris ca mai jos:

$$p_{O_2}/p_{SiH_4} = K_{02} \exp(-E_2/RT), \quad (12)$$

unde K_{02} este o constantă, iar:

$$E_2 = E_r + E_{O_2} - E_{SiH_4}. \quad (13)$$

În relația de mai sus, E_{O_2} și E_{SiH_4} corespund acum unei fracțiuni a suprafeței acoperite de silan și oxigen, în cazul inhibiției reacției.

3. Concluzii

Energiile de activare experimentale ale procesului de depunere a bioxidului de siliciu la temperatura joasă pot fi interpretate cu ajutorul teoriei reacțiilor bimoleculare de suprafață. Din relațiile (7)–(8) rezultă că mărimea E_1 prezentată în figura 2 este o energie de activare aparentă a cărei fringere la 250°C poate fi explicată pe baza unei modificări în mecanismul de adsorbție al oxigenului și/sau silanului în funcție de temperatură. O interpretare similară poate fi obținută pentru energia de activare E_2 prin intermediul relațiilor (12)–(13). Modificările obținute în acești parametri de cinetică la 250°C pot fi corelate cu un conținut mai ridicat al legăturilor Si–H în structura bioxidului de siliciu depus la temperaturi mai joase de 250°C, în raport cu temperaturile mai înalte [4]. Prin urmare, este pus în evidență faptul că mecanismul efectiv de reacție este determinat de procesul de adsorbție al gazelor reactante. Din relațiile (6)–(7) rezultă că mărimea E_3 este energia de activare a reacției limitative în mecanismul complex al depunerii bioxidului de siliciu la temperaturi joase.

Bibliografie

- [1] Laidler, K. J. În: *Catalysis*, vol. I, P. H. Emmet, Editor, p. 151, Reinhold Publishing Co., New York (1954).
- [2] Goldsmith, N. și Kern, W. The deposition of vitreous silicon dioxide films from silane. În: *RCA Rev. evol.* 28, Nr. 1, 1967, p. 153–165.
- [3] Shibata, M. și Sugawara, K. Deposition rate and phosphorus concentration of phosphosilicate glass films in relation to $O_2/SiH_4 + PH_3$ mole fraction. În: *J. Electrochem. Soc.*, vol. 122, Nr. 1, 1975, p. 155–158.
- [4] Taft, E. A. Films from low temperature oxidation of silane. În: *J. Electrochem. Soc.* vol 126, nr. 10, 1979, p. 1728–1731.
- [5] Laidler, K. J. În: *Catalysis*, vol. I, P. H. Emmet, Editor, p. 98, Reinhold Publishing Co., New York (1954).

SINTEZA VORBIRII
TEHNICI DE SINTEZĂ
SINTETIZORUL VOXART

Sintetizorul formanțial de vorbire VOXART

AURELIAN LĂZĂROIU* — BUCUREȘTI

VOXART (VOX ARTificialis) este un aparat electronic pentru producerea vorbirii sintetice, realizat de autor.

Preocupările pe baze științifice legate de înțelegerea mecanismului vorbirii datează de aproximativ două secole. După elucidarea principalelor legi de funcționare a aparatului fonator uman, s-a încercat simularea funcției complexe a acestuia, în scopul producerii vorbirii artificiale prin intermediul mașinilor de vorbit.

Rezultatele actuale în domeniul vorbirii sintetice sînt surprinzătoare datorită, pe de o parte, dezvoltării științelor fonetice din ultimul secol și, pe de altă parte, datorită progreselor tehnologice remarcabile din ultimele decenii.

1. Scurt istorie

Primele încercări de producere a vorbirii artificiale datează încă din epoca primitivă. Ele au continuat în antichitate și în evul mediu. Toate dispozitivele construite în această lungă perioadă, pot fi considerate instrumente de sinteză a vorbirii, numai în sens foarte larg, deoarece ele nu produceau semnalele vorbirii în forma lor complexă, iar informația transmisă avea un caracter foarte general. Atribuind vorbirii un caracter misterios și sacru, toate încercările de simulare a vorbirii din această lungă perioadă, sînt motivate prin rațiuni de ordin magic și religios [1].

Progresele făcute în domeniul anatomiei și fiziologiei aparatului fonator uman au dus, în cea de-a doua jumătate a secolului al 18-lea, la sinteza vorbirii pe baze științifice. Realizarea dispozitivelor de sinteză trebuie legată și de progresele făcute în domeniul construcției ceasornicelor și a orgilor muzicale, deoarece mașinile de vorbit construite în această perioadă, își bazează funcționarea pe principii ale mecanicii fine și pe acustica tuburilor rezonante. Cu astfel de dispozitive s-a încercat mai întii producerea artificială a sunetelor emise de păsări, trecîndu-se apoi la simularea vocii umane prin intermediul unor dispozitive mult mai complexe.

Construcția sintetizoarelor mecanice pentru producerea vorbirii artificiale a continuat pînă în jurul anului 1920. După această dată, apar primele încercări de simulare electrică a fonației. Toate sintetizoarele electrice și electronice

construite pînă în anul 1950, au constituit tot atîtea tentative de punere în evidență a structurii esențiale a semnalelor vorbirii.

Posibilitatea de producere artificială a vorbirii prin intermediul unor componente fundamentale a stat la originea unei noi și importante generații de aparate: sintetizoarele parametrice. Sintetizoarele electronice parametrice apărute după anul 1950, au constituit cea mai reușită cercetare întreprinsă în domeniul vorbirii artificiale și un succes al electronicii aplicate.

Primele sintetizoare parametrice bazate pe metoda formanțială au fost construite în anul 1953 în Anglia și Suedia [2]. Aceste aparate au servit la elucidarea multor probleme și au deschis drumul către generațiile actuale de sintetizoare.

La noi în țară, autorul acestor rînduri a proiectat și experimentat mai multe *sintetizoare de vorbire* de tip formanțial, primul fiind realizat în anul 1969, iar ultimul în 1981 [3, 4, 5, 6, 7].

2. Tipuri actuale de sintetizoare

Sinteza constă în generarea artificială a vorbirii în urma unor procese specifice tehnicii adoptate. De la bun început trebuie subliniat că, cele mai multe realizări actuale în domeniu se bazează pe tehnici de sinteză, în care vocea umană este direct implicată [8]. În urma unor procesări adecvate va rezulta o copie mai mult sau mai puțin fidelă, care va păstra principalele trăsături vocalice și extravocalice ale vorbitorului de la care provin secvențele de vorbire. Deci, prin intermediul vocii umane procesate și ulterior asamblate, se generează mesaje verbale sintetice.

Atunci cînd vorbirea umană nu este implicată, produsul este în totalitate sintetic și are un caracter specific, deoarece, așa cum spunea un reporter, în acest caz „vocea nu aparține nimă-nui” sau sînt „voci care nu există” [9].

Principalele două moduri de abordare a sintezei vorbirii se bazează pe codarea formei de undă sau pe codarea parametrică.

2.1. *Tehnica codării formei de undă* constă în eșantionarea formei de undă a semnalelor analogice și convertirea acestora în informație digitală, stocată într-o memorie semiconductoare în vederea reconstituirilor ulterioare.

Există mai multe moduri de convertire a semnalelor analogice ale vorbirii în informație

* Lăzăroi, A. — Institutul de cercetări etnologice și dialectologice — București.

digitală, la care viteza de transmisie a datelor este cuprinsă între 16 kilobiți/secundă și 100 kilobiți/secundă. Dacă s-ar folosi una dintre aceste metode de digitalizare pentru refacerea vorbirii, ar fi necesară o memorie cu capacitatea cuprinsă între 16 kilobiți și 100 kilobiți pentru numai o secundă de vorbire [10].

Pentru ca sistemul să devină eficient, se folosesc metode speciale de digitalizare care permit să se ajungă la o viteză a datelor cuprinsă între 1 000 și 2 400 biți/secundă; în acest fel, o memorie ROM de 10 kilobiți, poate stoca aproximativ 10 cuvinte. Digitalizarea se face printr-un microprocesor specializat, pornind de la o înregistrare pe bandă magnetică a vorbirii umane [11].

2.2. *Sinteza vorbirii prin tehnica codării parametrice* se bazează pe faptul că elementele semnificative ale semnalelor vorbirii sînt componentele spectrale puternice. Sintetizoarele parametrice funcționează după schema-bloc din figura 1, implementată cu filtre analogice sau

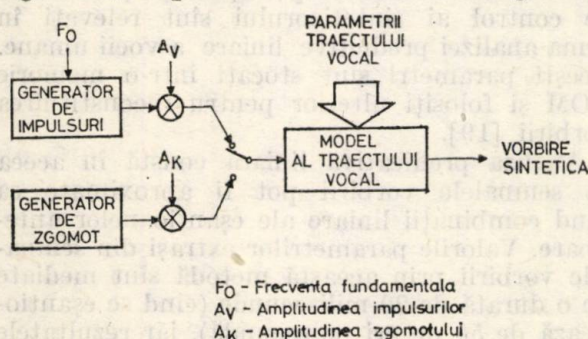


Fig. 1. Modelul general al sintetizoarelor parametrice.

cu filtre digitale. Modelul general al acestor sintetizoare este compus din două părți principale:

- sursa de semnal, care simulează impulsurile laringiene prin intermediul unui generator cu frecvență variabilă, sau simulează fricțiunea curentului de aer cu pereții cavităților supraglotice constricționate, prin intermediul unui generator de zgomot;
- setul de filtre, care simulează rezonanțele principalelor cavități supraglotice.

Metodele de sinteză reprezentative pentru tehnica codării parametrice sînt: metoda vocoderului de bandă, metoda sintezei formanțiale și metoda predictabilității liniare.

2.2.1. *Vocoderul de bandă* a fost primul aparat care a făcut ca sinteza vorbirii să dea debut printr-o aplicație practică de mare importanță: realizarea legăturilor telefonice transatlantice. Vocoderul se folosește în tehnica telecomunicațiilor [12], iar în ultimul timp ca instrument muzical electronic pentru obținerea unor efecte și sonorități deosebite.

Vocoderul de bandă este un ansamblu de analiză/sinteză în timp real, implicînd deci direct vocea umană. Schema-bloc din figura 2 indică existența a două părți distincte ale vocoderului de bandă: partea de analiză și partea de sinteză. Prima parte analizează vorbirea umană din punct de vedere al frecvențelor relevante și al amplitudinii acestora. Datele prezente la ieșirea analizorului sînt transmise părții de sinteză, unde are loc refacerea înfășurătorii spectrale a vorbirii originale.

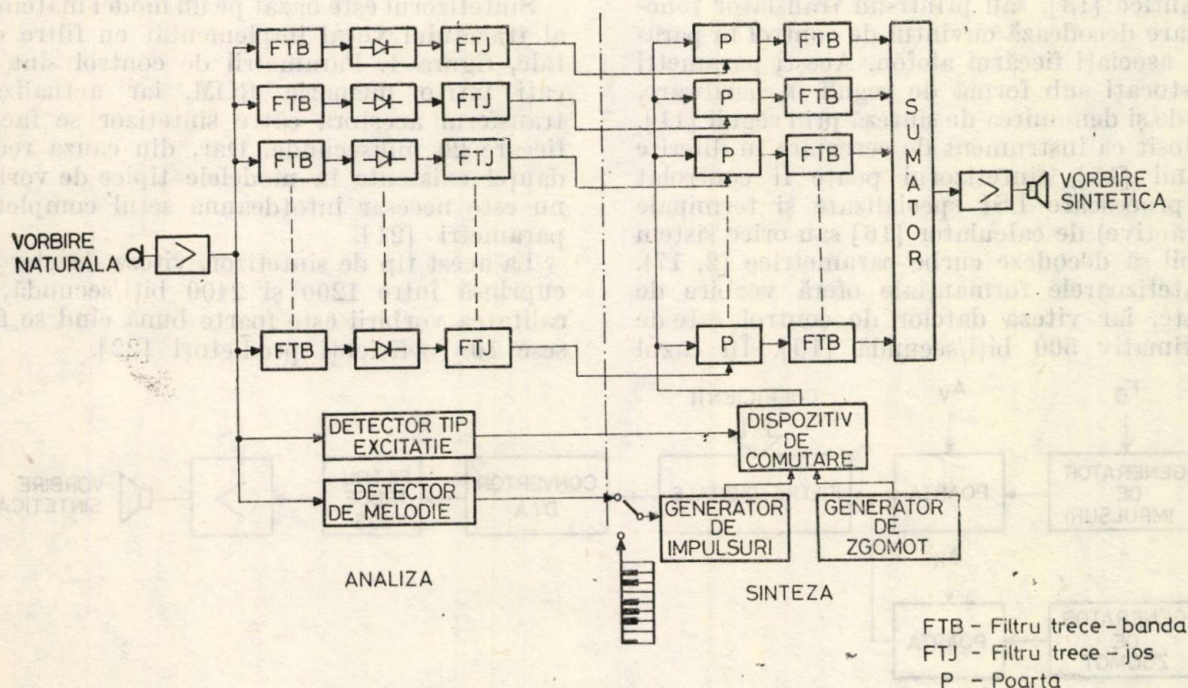


Fig. 2. Schema-bloc a vocoderului de bandă.

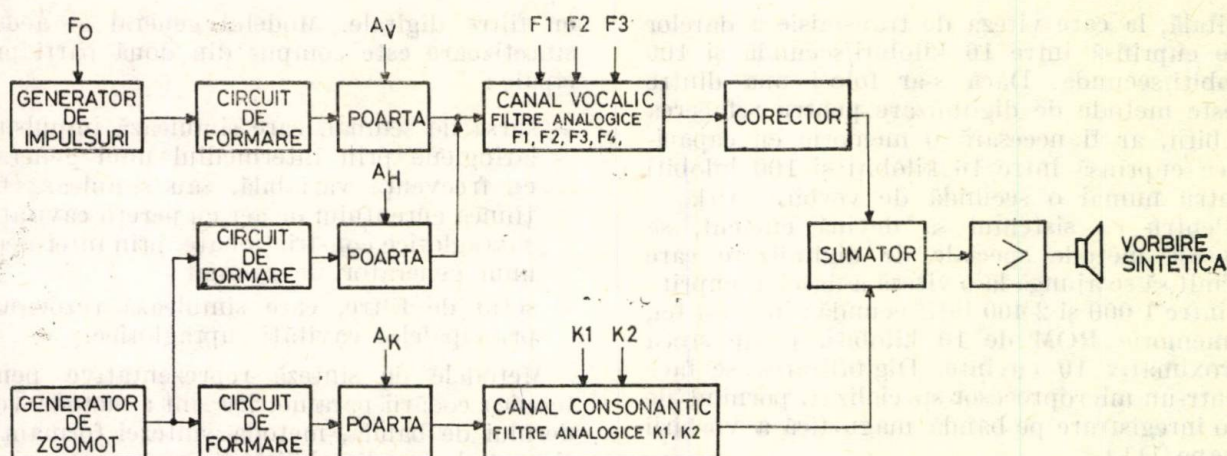


Fig. 3. Schema-bloc a sintetizorului cu filtru analogic.

Pentru obținerea unei vorbiri sintetice de calitate, viteza de transmisie a datelor între partea de analiză și cea de sinteză este de 2 400 biți/secundă [10].

2.2.2. *Sinteza formanțială* se bazează pe amplificarea selectivă a armonicilor aflate în zona frecvenței de rezonanță a filtrelor excitate în impulsuri. Se generează astfel artificial zone formantice considerate elemente semnificative ale spectrelor vocalice. Schema-bloc a unui sintetizor de formanți cu filtre analogice este prezentată în figura 3.

Comanda parametrilor dinamici ai sintetizorului se face printr-un controler specializat, în funcție de aplicație. În cazul aplicațiilor practice [8, 10, 14], sintetizorul este controlat prin intermediul unui extractor de formanți care este un analizor în timp real al structurii formantice [13], sau printr-un translator fonemic care decodează cuvântul de control în parametri asociați fiecărui alofon. Acești parametri sînt stocați sub formă de reguli în hardware, de unde și denumirea de sinteză prin reguli [11].

Folosit ca instrument de cercetare în diferite domenii [15], sintetizorul poate fi controlat prin procesoare LSI specializate și terminale (interactive) de calculator [16] sau orice sistem capabil să decodeze curbe parametriche [2, 17].

Sintetizoarele formanțiale oferă vorbire de calitate, iar viteza datelor de control este de aproximativ 500 biți/secundă [10]. În cazul

sintezei fonemice se poate atinge valoarea minimă de 75 biți/secundă [8, 18].

2.2.3. *Sinteza vorbirii prin metoda predictabilității liniare* se bazează pe faptul că parametrii de control ai sintetizorului sînt relevați în urma analizei predictive liniare a vocii umane. Acești parametri sînt stocați într-o memorie ROM și folosiți ulterior pentru reconstituirea vorbirii [19].

Analiza predicativă liniară constă în aceea că semnalele vorbirii pot fi approximate ca fiind combinații liniare ale eșantioanelor anterioare. Valorile parametrilor extrași din semnalele vorbirii prin această metodă sînt mediate pe o durată de 20 milisecunde (cînd se eșantionează de 50 de ori pe secundă), iar rezultatele corespunzătoare acestor puncte sînt digitalizate și stocate [20].

Sintetizorul este bazat pe un model matematic al traectului vocal implementat cu filtre digitale, figura 4. Parametrii de control sînt stocați într-o memorie ROM, iar actualizarea transferul acestora către sintetizor se face la fiecare 20 milisecunde. Dar, din cauza redundanței existente în modelele tipice de vorbire, nu este necesar întotdeauna setul complet de parametri [21].

La acest tip de sintetizor, viteza datelor este cuprinsă între 1200 și 2400 biți/secundă, iar calitatea vorbirii este foarte bună cînd se folosesc 10 coeficienți predictorii [22].

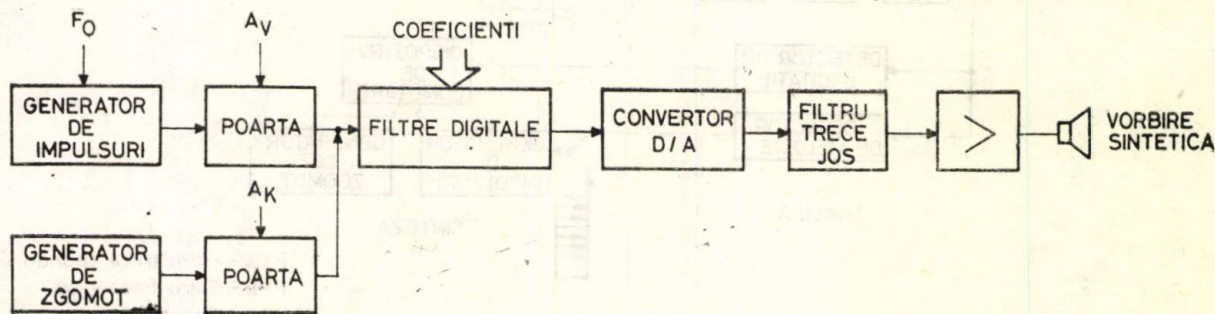


Fig. 4. Schema-bloc a sintetizorului cu filtre digitale.

2.2.4. *Practic, metoda pentru care se optează* depinde de aplicație și de dimensiunile vocabularului necesar acestei aplicații. Considerațiile majore vizează producerea unei vorbiri de calitate cu o viteză redusă a datelor și la un preț scăzut al memoriei. Pentru o aceeași calitate a vorbirii, metoda predictabilității liniare necesită o viteză dublă față de sinteza formanțială. În schimb, arhitectura unui cip de sintetizor formanțial este substanțial mai complicată decât a unui care sintetizează prin metoda predictabilității liniare. Așa cum se arată în literatura de specialitate, metoda predictabilității liniare este adecvată multor aplicații, deși consumă mai multă memorie [14].

Indiferent de metoda adoptată, complexitatea sintetizatoarelor de vorbire și a sistemelor de control, este bine marcată prin faptul că realizarea acestora prin tehnica integrării, se face numai în tehnologie LSI sau VLSI.

2.2.5. În multe dintre aplicațiile practice, se folosesc *sisteme de răspuns verbal* care generează vorbirea în două etape principale: asamblarea mesajului și sinteza vorbirii. Asamblarea mesajului se face prin concatenarea secvențelor codate digital, iar partea de sinteză convertește aceste date digitale în vorbire sintetică audibilă [10].

Asamblarea vorbirii este o procedură complexă și subtilă care se poate face prin trei metode de concatenare: a frazelor, a cuvintelor sau a alofonelor. Fiecare metodă de concatenare reprezintă un compromis între calitatea vorbirii, dimensiunile vocabularului și capacitatea de memorie necesară. La concatenarea frazelor, vocabularul este limitat, dar calitatea vorbirii și prozodia sînt bune.

Concatenarea cuvintelor prezintă mai multă flexibilitate dar prozodia este afectată și fra-

zele rezultate sună artificial. Concatenarea alofonelor este metoda cea mai versatilă în generarea oricăror cuvinte sau fraze. Vocabularul este practic nelimitat, iar costul memoriei este nesemnificativ. Dificultatea principală constă în găsirea modului de conectare a acestora, fără să fie afectate: conturul, ritmul și nivelul, care pot degrada naturalitatea vorbirii [10, 18, 23].

3. Sintetizorul de vorbire VOXART

Sintetizorul de vorbire proiectat și realizat de autor este destinat studiilor de fonetică experimentală, și generării efectelor sonore.

Sintetizorul VOXART (S 500 AL) este o variantă actualizată a sintetizorului S 308 AL [5, 7, 24]. Schema-bloc păstrează configurația tipică a sintetizatoarelor parametrice de tip formanțial și este realizată cu filtre analogice, figura 5.

Sintetizorul VOXART este controlat prin intermediul a 10 parametri dinamici și 35 parametri statici, oferind largi posibilități pentru studierea caracteristicilor vocale și extravocale ale produsului sintetic și pentru obținerea unor timbruri noi, necunoscute percepției auditive umane.

Numărul parametrilor dinamici care controlează sintetizatoarele formanțiale variază între 8 și 12. Dar, atît numărul, cît și natura acestor parametri nu sînt definite într-o manieră rigidă. În realizarea noastră, dintre cei 10 parametri dinamici, 6 controlează frecvența, iar 4 amplitudinea.

Comanda sintetizorului se face printr-o operație de programare, spre deosebire de sintetizatoarele destinate aplicațiilor de larg consum

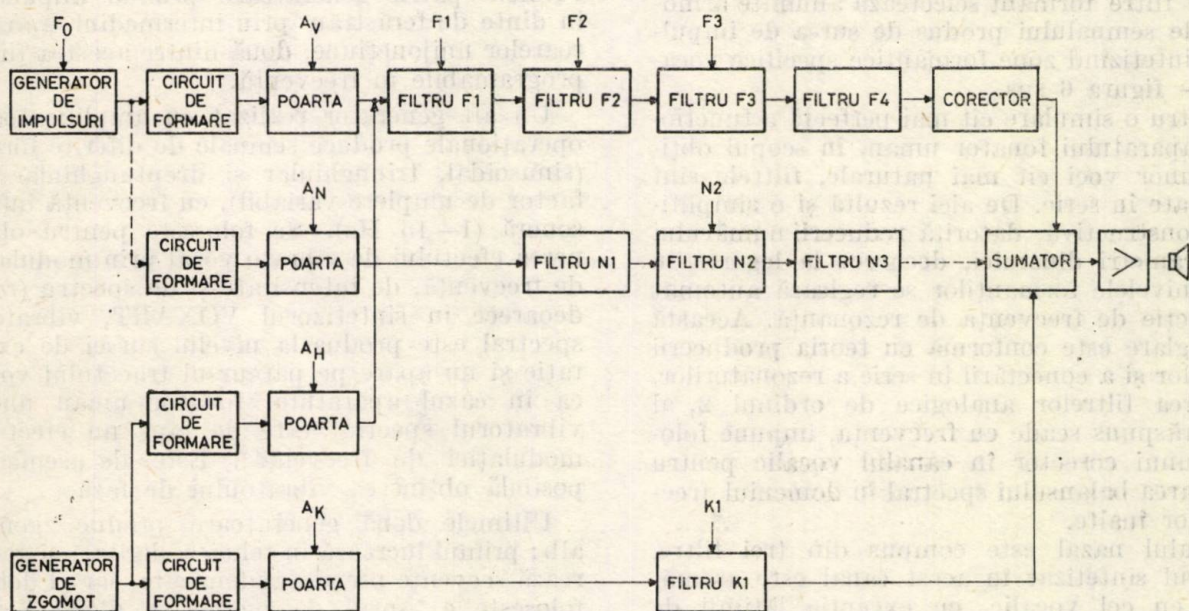


Fig. 5. Schema-bloc a sintetizorului VOXART.

care lucrează sub controlul unui program memorat.

3.1. Sintetizorul VOXART este constituit din trei canale: vocalic, nazal și consonantic. Fiecare canal are în componența sa unul sau mai multe filtre care simulează principalele rezonanțe ale cavităților supraglotice.

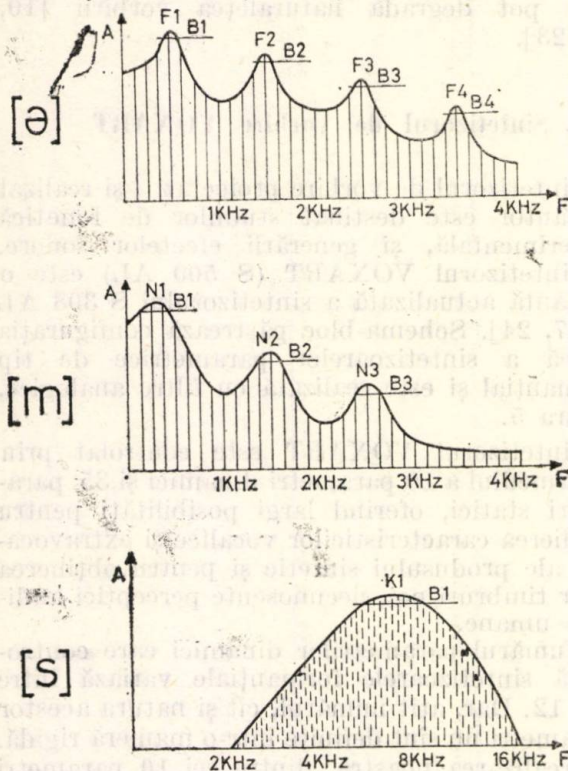


Fig. 6. Structuri spectrale sintetizate în canalele: vocalic, nazal și consonantic.

Canalul vocalic folosește 4 filtre analogice controlate în frecvență și lățime de bandă. Aceste filtre formant selectează anumite armonice ale semnalului produs de sursa de impulsuri, sintetizând zone formantice specifice vocalelor — figura 6 sus.

Pentru o simulare cât mai perfectă a funcționării aparatului fonator uman, în scopul obținerii unor voci cât mai naturale, filtrele sint conectate în serie. De aici rezultă și o simplificare constructivă, datorită reducerii numărului de parametri dinamici, deoarece la legarea în serie, nivelele formanțelor se reglează automat în funcție de frecvența de rezonanță. Această autoreglare este conformă cu teoria producerii vocalelor și a conectării în serie a rezonatorilor. Folosirea filtrelor analogice de ordinul 2, al căror răspuns scade cu frecvența, impune folosirea unui corector în canalul vocalic pentru asigurarea balansului spectral în domeniul frecvențelor înalte.

Canalul nazal este compus din trei filtre. Spectrul sintetizat în acest canal este asemănător cu cel vocalic, cu excepția lățimii de bandă — figura 6 mijloc.

Canalul consonantic are un singur filtru cu lățime de bandă mult mai mare în comparație cu a celorlalte filtre folosite în sintetizor. Acest filtru selectează, dintr-un semnal provenit de la generatorul de zgomot, benzi de zgomot caracteristice sibilantelor — figura 6 jos. (Așa cum rezultă din schema-bloc — figura 5 — atât în canalul nazal, cât și în cel consonantic nu există circuite pentru simularea antirezonanțelor prezente în spectrul nazalelor și fricativelor naturale. Considerentele care stau la baza acestei simplificări sint expuse în [4, 15]; tot aici se arată că simplificarea poate continua prin eliminarea totală a canalului nazal, ceea ce are o consecință importantă — reducerea numărului de parametri dinamici de la 10 la 8).

Fiecare canal din sintetizor primește semnale de excitație prin intermediul unor porți analogice controlate, care modifică amplitudinea acestor semnale după legi de variație specifice secvenței sintetizate.

Ieșirile celor trei canale sint reunite în proporție adecvată într-un mixer, după care urmează amplificarea acestui semnal unic complex și transformarea lui în semnal acustic, prin intermediul difuzorului.

3.2. Pentru producerea vorbirii sintetice, funcția fiecărei părți componente a aparatului fonator uman, trebuie simulată prin dispozitive electronice corespunzătoare. În realizarea acestora, s-au folosit componente active moderne (circuite integrate liniare și digitale) în configurații tipice aplicațiilor, unele dintre ele descrise în literatura de specialitate [25, 26] și în cataloagele editate de ICCE.

Sursa complexă de excitație este formată din 7 generatoare, cărora le sint asociate diferite circuite de formare de tip activ sau pasiv. Primele patru generatoare produc impulsuri în dinte de ferăstrău prin intermediul tranzistoarelor unijuncțiune, două dintre acestea fiind programabile în frecvență.

Un alt generator realizat cu amplificatoare operaționale produce semnale de diferite forme (sinusoidal, triunghiular și dreptunghiular cu factor de umplere variabil), cu frecvență infrasonoră (1–15 Hz). Se folosește pentru obținerea efectului de vibrato vocal prin modulație de frecvență, de intensitate și de spectru (*real*, deoarece în sintetizorul VOXART, vibratoul spectral este produs la nivelul sursei de excitație și nu apare pe parcursul traectului vocal ca în cazul aparatului fonator uman unde, vibratorul spectral este de fapt un efect al modulației de frecvență). Este de asemenea posibilă obținerea vibratoului de fază.

Ultimele două generatoare produc zgomot alb; primul lucrează în tehnică digitală și generează secvențe pseudorandomizate, iar al doilea folosește ca sursă de zgomot o diodă Zener polarizată invers.

În sintetizor se folosesc 12 filtre active cu diferite caracteristici, cinci fiind filtre programabile în frecvență și lățime de bandă. În construcția acestora s-au folosit amplificatoare operaționale cvadruple.

3.3. Comanda coordonată a matricei de filtre, porți analogice și generatoare programabile, revine sistemului de control parametric (controlerul), care generează tensiuni de comandă, în urma operației de decodare a programului.

Trebuie precizat că, operația de programare și caracteristicile sistemului de control determină inteligibilitatea vorbirii sintetice, iar caracteristicile generatoarelor, ale circuitelor de corecție și de formare, ale filtrelor și a modului lor de conectare determină calitatea vocii.

Sintetizorul VOXART este prevăzut cu posibilitatea de a fi controlat manual, electronic, optoelectronic sau prin comandă pilot. Sistemul folosit cu precădere este cel optoelectronic, deoarece permite controlul tuturor parametrilor dinamici din sintetizor. Acest sistem este format dintr-un decodor cu rezoluția de 20 milisecunde, realizat cu componente optoelectronice de precizie, comandate de o cronogramă trasată pe o folie transparentă. Decodorul controlează la rândul său, principalele unități funcționale ale sintetizorului, făcând ca în final să se genereze unda acustică corespunzătoare.

Din punct de vedere al tehnicii adoptate, sistemul optoelectronic nu poate rivaliza cu sistemele moderne de control care beneficiază de aportul imens al dezvoltărilor tehnologice recente. Folosirea acestui sistem încă din 1971 și menținerea lui (într-o variantă ameliorată), sînt justificate în primul rînd printr-o esențială simplificare a construcției și în al doilea rînd prin motive economice.

Sistemul de control optoelectronic prezintă două principale dezavantaje: lipsa supleții în exploatare și imprecizia. Aceasta din urmă este însă deliberat acceptată din considerente pe care le expunem în continuare. În timpul producerii vorbirii naturale apar mici fluctuații necontrolate de frecvență și amplitudine [27, 28], deoarece aparatul fonator uman nu este capabil să reproducă identic același program de două ori [27]. Tocmai datorită acestor mici variații de frecvență și amplitudine se distinge o voce naturală de vocea sintetică produsă de vocoder [27].

În cazul sintetizorului nostru, imprecizia de care s-a amintit se manifestă prin mici fluctuații aleatorii care, pe lângă alte artificii, contribuie la obținerea „căldurii umane” a cărei lipsă este deseori reproșată vocilor sintetice.

Programul de sinteză care comandă decodorul optoelectronic este o reprezentare grafică, sub forma unor curbe analogice, a variației temporale a parametrilor. Acest mod de prezentare este apreciat de foneticieni pentru că

oferă o vedere de ansamblu a variației parametrilor de-a lungul unei secvențe de vorbire și facilitează interpretarea practică, permițînd stabilirea unor corelații semnificative între curbele parametrice componente. De asemenea, sistemul optoelectronic permite accesul direct și staționarea în orice punct de lectură al programului, lucru deosebit de util pentru verificări și corecții.

Cu celelalte sisteme de control s-au făcut numai unele experimente. Sistemul electronic este de tipul secvențelor ce lucrează în tehnică digitală, iar modelul experimental a permis numai sinteza unor secvențe scurte de ordinul sutelor de milisecunde și controlul a trei parametri: A_v , F_1 , F_2 .

Sistemul de comandă pilot permite numai controlul a doi parametri (F_0 , A_v) extrași în prealabil dintr-o secvență de vorbire naturală [15].

Sistemul manual permite sinteza vocalelor și a nuanțelor vocalice intermediare. Dacă se folosesc potențiometre coordonate se pot sintetiza cuvinte formate din componente fundamentale vocale.

3.4. În unitățile funcționale ale sintetizorului VOXART s-au mai folosit următoarele tipuri de circuite integrate: porți logice, decodificatoare, monostabile, numărătoare decadice sincrone reversibile, numărătoare decadice cu ieșiri decodate (COSMOS), comutatoare bilaterale (COSMOS), bucle cu calare de fază (PLL), comparatoare de tensiune, stabilizatoare de tensiune, optocuploare etc.

Expunerea la CAS/ICCE-1982 a fost ilustrată cu spectrograme comparative și cu exemplificări sonore înregistrate pe bandă magnetică.

Au fost prezentate spectrograme perechi, corespunzătoare vorbirii naturale și sintetice, ale secvențelor *La steaua care-a răsărit* și *La revedere*.

Exemplificările din prima parte a benzii magnetice au ilustrat sonor diferitele tipuri de sinteză prezentate în § 1 și 2. Partea a doua, cu durata de 12 minute, a cuprins exemple sonore sintetizate cu VOXART (S 500 AL) și S 308 AL.

Majoritatea experimentelor s-au făcut pe versurile poeziei eminesciene „La steaua”. Variantele prezentate pun în evidență capacitatea sintetizorului proiectat, construit și programat de autor, de a produce vorbire în toată complexitatea ei, pornind de la generarea oricărei vocale și a nuanțelor intermediare ale acesteia, pînă la aspectele subtile ale prozodiei (accent, intonație, intensitate, durată, ritm, pauză).

Primele trei strofe ale poeziei „La steaua” au fost prezentate cu și fără intonație, cu diferite forme și frecvențe ale semnalului de excitație, cu diferite grade de alterare a vocalității (voci nazalizate, estompate etc.). S-au prezentat exemple în care versurile au fost șoptite, vari-

ante obținute prin excitarea tuturor canalelor sintetizorului cu zgomot de diferite culori spectrale. Prin modificarea tipului de excitație a filtrelor s-a obținut efectul de cor iar prin diferite tipuri de modulație s-au obținut voci cu vibrato de intensitate, de frecvență, de spectru și de fază. O variantă adecvată acestei poezii, a fost produsă prin sintetizarea unei voci relativ gravă, fără intonație, cu vibrato spectral și reverberație. Prin modificarea parametrilor dinamici ai programului de bază al unuia dintre versuri, s-a sintetizat secvența respectivă cu particularități dialectale. S-au prezentat variante cu diferite viteze de decodare a programului, demonstrând că în cazul dublării vitezei, timbrul și raportul vocală/consoană rămân nealterate, spre deosebire de modificările care apar când se dublează viteza unui magnetofon sau a debitului unui vorbitor.

Numărul mare de generatoare și filtre programabile existente în sintetizor a permis producerea unor efecte sonore care fie că imită zgomote cunoscute din natură, fie că sînt încă necunoscute percepției auditive umane.

Au fost prezentate voci cîntate caracterizate prin penetranță, vibrato și întindere tonală deosebită, asemănătoare vocilor profesionale.

Sinteza vocalei neutre [ə] pe linia melodică a unei piese muzicale și mixarea produsului vocal cu cel instrumental (în cazul ales, un sintetizor de muzică) au dus în final, la interpretarea melodiei respective numai prin intermediul sintetizoarelor. Într-o altă variantă, această melodie a fost mixată cu diferite efecte sonore și vorbire neinteligibilă.

În încheiere s-a prezentat o secvență foarte scurtă — *la revedere* — în diferite variante, produse cu viteză relativ mică a datelor de control (300 biți/secundă).

Concluzii

După enumerarea tipurilor actuale de sintetizoare, s-a prezentat sintetizorul de vorbire de tip formanțial VOXART, realizat de autor.

Prin numărul mare de parametri de control, sintetizorul oferă posibilitatea obținerii oricărui timbru vocalic și extravocalic; a oricărui contur melodic; a accentului de frecvență, de intensitate și de durată; a diferitelor particularități specifice vocilor profesionale etc.

Capabilitățile sintetizorului au fost bine ilustrate prin performanța sintetizării primelor trei strofe ale poeziei „La steaua”, în diferite variante privind: forma, frecvența și natura semnalului de excitație; viteza de decodare a programului; alterarea vocalității; tipuri de vibrato vocal; particularități de vorbire dialectală etc.

Exemplificările sonore au demonstrat capacitatea sintetizorului VOXART de a produce voce vorbită și cîntată de calitate și diferite efecte sonore.

De asemenea, a fost demonstrată performanța de a sintetiza o cantitate relativ mare de secvențe sonore, avînd în vedere sistemul de control al sintetizorului și lipsa unor analize precise și de detaliu ale vorbirii umane.

Aplicațiile potențiale ale diferitelor tipuri de sintetizoare de vorbire prezentate includ, pe lângă aplicații în cercetarea fundamentală și aplicații de larg consum, ca de exemplu: terminale de calculator; translatoare text-vorbire; translatoare (dicționare) specializate pe domenii de activitate; dispozitive de avertizare verbală, de informații (oră exactă, meteorologice, trafic), de comenzi de execuție, de apeluri; ceasuri și calculatoare vorbitoare etc.

Autorul ține să mulțumească, în mod deosebit, tov. dr. ing. Constantin Bulucea pentru interesul acordat lucrărilor sale, pentru semnalarea unor materiale bibliografice, precum și pentru încurajarea permanentă.

Bibliografie

- [1] Köster, J.P. Abriss historischer ansätze der sprachsynthese, in *Speech Analysis and Synthesis*, vol. 4, 1976, p. 41—104.
- [2] Guth, G., Burgstahler, D. Synthèse de la parole. Compte rendu d'une séance de travail sur l'Electrical Vocal Analog (EVA III). Esquisse d'une méthode, in *Al-Lisaniyyat—Revue Algérienne de Linguistique*, vol. 1, no. 1, 1971, p. 7—63.
- [3] Lăzăroiu, A. *Sintetizorul SLF 1*, Comunicare la Cercul de comunicări și referate al Centrului de cercetări fonetice și dialectale al Academiei R. S. România, 1969.
- [4] Lăzăroiu, A. Construcția sintetizoarelor de vorbire la Centrul de cercetări fonetice și dialectale al Academiei R. S. România, in *Progresele Științei*, vol. VII, nr. 6, 1971, p. 285—289.
- [5] Lăzăroiu, A. Sintetizorul de vorbire S 308, Comunicare la Grupul de cibernetică al Comisiei de automatizare a Academiei R. S. România, 1973.
- [6] Lăzăroiu, A. Sintetizor de vorbire destinat cercetărilor de fonetică experimentală, Comunicare la Sesiunea de comunicări a tinerilor cercetători de la Centrul de cercetări fonetice și dialectale al Academiei R. S. România, 1973.
- [7] Lăzăroiu, A. Sintetizorul de vorbire S 308 AL, Comunicare la Societatea Română de Lingvistică, 1974.
- [8] Gargagliano, T., Fons, K. Text translator builds vocabulary for speech chip. In *Electronics*, February 10, 1981, p. 118—121.
- [9] Buhoiu, A. Voci care nu există, reportaj tv., 1974.
- [10] Lin, K.-S., Frantz, G., Goudie, K. Software rules give personal computer real word power, in *Electronics*, February 10, 1981, p. 122—125.
- [11] Bassak, G. Three ways to design speech synthesis, in *Electronics*, May 22, 1980, p. 97.
- [12] Oancea, E. Analiza și sinteza vorbirii. Editura militară, București, 1976.
- [13] Carré, R. Étude statistique sur les formants vocaux, in *Revue d'Acoustique*, no. 3—4, 1968, p. 230—234.
- [14] LeBoss, B. Speech I/O is making itself heard, in *Electronics*, May 22, 1980, p. 95—105.
- [15] Rosetti, Al., Lăzăroiu, A. Introducere în fonetică, Editura științifică și enciclopedică, București, 1982.
- [16] * * * Fonema Speech Synthesizer. Controls and operation & Digital system.
- [17] Beauviala, J.P. Organe d'entrée a caméra de television pour synthétiseur de recherche, in *Revue d'Acoustique*, no. 3—4, 1968, p. 235—238.

- [18] Rabiner, L. R., Schafer, R. W. Digital Processing of Speech Signals, Prentice-Hall, 1978.
- [19] Frantz, G. A., Wiggins, R. H., Design case history: Speak & Spell learns to talk. In: IEEE Spectrum, vol. 19, no. 2, february 1982, p. 45—49.
- [20] Doddington, G. R., Schalk, T. B., Speech recognition: turning theory to practice, in IEEE Spectrum, vol. 18, no. 9, september 1981, p. 26—32.
- [21] Wiggins, R., Brantingham, L. Three-chip system synthesizes human speech, in Electronics, August 31, 1978, p. 109—116.
- [22] Atal, B. S., Hanauer, S. L., Speech analysis and synthesis by linear prediction of the speech wave, in Journal of the Acoustical Society of America, vol. 50, no. 2, 1971.
- [23] Buron, R. Le traitement de la parole et les ordinateurs, in Revue d'Acoustique, no. 3—4, 1968, p. 186—190.
- [24] Lăzăroiu, A. Synthétiseur de parole destiné aux recherches en phonétique, in Revue Roumaine de Linguistique XVIII, 6, 1973, p. 551—564.
- [25] Bulucea, C., Vais, M., Profeta, H. Circuite integrate liniare, Editura tehnică, București, 1976.
- [26] Hartular, A., Schuster, B. Circuite PLL, in Circuite integrate liniare. Manual de utilizare (coordonatori A. Vătășescu și M. Bodea), Editura tehnică, București, 1979.
- [27] Leipp, E. Structure physique et contenu sémantique de la parole, in Revue d'Acoustique, no. 3—4, 1968, p. 259—265.
- [28] Rozsygal, A. J., Millar, B. F. Perception of jitter and shimmer in synthetic vowels, in Journal of Phonetics, no. 7, 1979, p. 343—355.

CZ 621.391.8

SISTEME CU MICROPROCESOR
TESTARE PARAMETRICĂ

Sisteme automate pentru testarea parametrică comandate de microprocesor-familia Astro

MARCU BUȘE, NIȚĂ CODREANU, DANIEL MOLDOVEANU, FLORIN ROIU* — BUCUREȘTI

Introducere

Procesul de elaborare a dispozitivelor semiconductoare include testarea structurilor în fază de plachetă, pentru a se elimina încapsularea dispozitivelor necorespunzătoare, implicit pentru o creștere importantă a randamentului de fabricație. De asemenea, este necesară efectuarea unor măsurători interoperării prelevative, în scopul intervenirii și corectării unor parametri de proces. Un rol esențial în acest complex de operații îl joacă puterea de calcul și versatilitatea echipamentului. Astfel, se pot implementa algoritmi de testare iterativă, recursivă și adaptativă, sub controlul unui calculator suficient de puternic pentru a comanda unitatea analogică de măsură și pentru a interpreta în mod eficient măsurătorile efectuate.

Rezultatele acestor măsurători prelevative, efectuate în faza de plachetă, sînt supuse unor operații complexe de calcul, avînd la bază modele ale matematicii statistice, iar din analiza lor reies măsurile operative de modificare a procesului tehnologic pentru orientarea lotului de plachete spre anumiți parametri de interes.

Modalitatea cea mai convenabilă pentru interpretarea rezultatelor de către inginerul de proces este harta plachetei, care oferă imaginea distribuției parametrilor de interes și permite o evaluare rapidă a procesului tehnologic. Harta plachetei își mai dovedește utilitatea și în cazul producției speciale, cu limite parametrice severe, în care randamentul este, de obicei, foarte mic.

Cu ajutorul datelor furnizate la testarea parametrică se poate obține astfel localizarea exactă a structurilor corespunzătoare, care sînt extrase pentru a fi încapsulate, restul de structuri de pe plachetă putînd fi folosite în continuare pentru producție obișnuită.

Scopul final al testării parametrice pe plachetă și folosirii rezultatelor pentru analize statistice și pentru ridicarea hărții plachetei este de ordin economic. În primul rînd, în cazul producției apar avantaje majore legate de controlul procesului, cum ar fi:

- indicare cu exactitate a pașilor din proces generatori de probleme;
- intervenția și corectarea rapidă a procesului;
- eliminarea plachetelor cu randament probabil mic, pentru evitarea unei funcționări costisitoare și necorespunzătoare a testerului;
- randament mărit datorită aprofundării cunoașterii procesului în sine și a modului cum procesul afectează rezultatele parametrice, corelat cu modul în care rezultatele parametrice se raportează la randament.

În al doilea rînd, testarea parametrică folosește în ingineria de proces; în cazul dezvoltării unui nou proces, pentru caracterizarea și întreținerea echipamentului tehnologic sau pentru proiectarea de dispozitive [1].

1. Structura hardware a unui echipament din familia ASTRO

Din punct de vedere hardware automatele de testare au în componență o unitate logică realizată în jurul microprocesorului 8080, care

* Centrul de cercetare științifică și inginerie tehnologică pentru semiconductoare — București.

comandă și controlează unitatea analogică de testare propriu-zisă, unitatea mecanică și dispozitivele periferice de afișare, control și dialog cu operatorul (fig. 1).

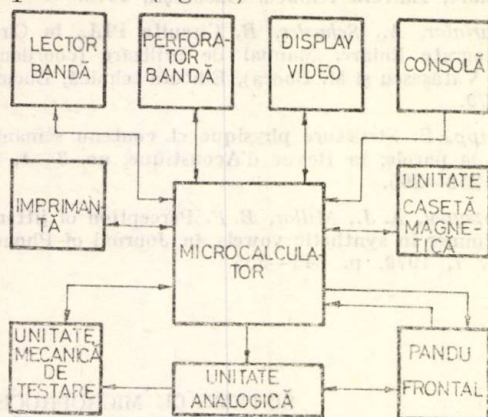


Fig. 1. Schema-bloc-ASTRO.

Unitatea logică îndeplinește funcțiile de comandă și control ale întregului echipament și, în plus, de analiză și prelucrare a datelor. Cu ajutorul interfețelor specifice se face legătura cu celelalte părți componente ale sistemului, admitându-se un dialog biunivoc, prin intermediul magistralei de legătură standardizate, S-BUS 100. Microcalculatorul poate adresa pînă la 64 kocetți de memorie și pînă la 256 de periferice. Pentru viteză de lucru sporită se poate folosi un procesor aritmetic complementar, specializat în analiza și prelucrarea rezultatelor de măsură. Programele de lucru se găsesc fie în memoria permanentă de tip EPROM, fie încărcate temporar în memoria volatilă de tip RAM, pentru operațiuni nepermanente (autotestare). Stocarea programelor de testare pentru diverse tipuri de dispozitive se face pe bandă de hîrtie perforată sau pe casetă magnetică. Comanda echipamentului se poate face de la panoul frontal, de către operator cu grad minim de calificare, în cazul funcționării uzuale, de testare productivă, sau de la consola cu claviatură, de către personal calificat, în cazul funcționării speciale (autotestare, ridicarea hîrții plachetei, ridicarea curbilor de dispersie parametrică, afișarea valorilor exacte sau modificarea caracteristicilor de testare).

Panoul frontal mai conține, pe lîngă elementele de comandă pentru microcalculator, numărătoare pentru clase finale, afișarea cu LED-uri a numărului de test și a rezultatelor măsurătorilor, socluri de testare pentru dispozitive încapsulate etc.

Unitatea analogică este alcătuită din surse programabile de polarizare, configurații de măsură programabile, instrument de măsură — nanoampermetru, circuite de protecție pentru surse de tensiune.

Datorită sistemului modular al echipamentului, care îi conferă o mare versatilitate, numărul

de periferice se poate extinde la 256. Se folosesc în mod uzual perforatorul de bandă de hîrtie pentru stocarea programelor sau datelor de testare, lectorul de bandă de hîrtie pentru transferarea informațiilor în memoria RAM a echipamentului, display-ul video cu claviatură pentru dialogarea cu echipamentul și imprimanta pentru obținerea listing-ului de programe sau date și pentru ridicarea hîrții plachetei și a curbilor de dispersie parametrică.

2. Aplicații

Echipamentul ASTRO a fost realizat într-o primă variantă simplificată, formată din microcalculator, unitate analogică, unitate mecanică și lector de bandă. Pentru această variantă a fost conceput și implementat un program de aplicație care asigură funcționarea echipamentului în regim GO/NO—GO. Programul, de dimensiuni restrinse, a fost scris în limbaj assembler pe setul de instrucțiuni al microprocesorului 8080.

În vederea extinderii utilizării aparatului în domeniul testării parametrice s-a trecut la dezvoltarea acestuia atît din punct de vedere hardware, ca periferice și memorie, cît și din punct de vedere software, ca sistem de operare și ca software de aplicație.

În varianta simplificată programele de testare, preluate de către microcalculator prin lectorul de bandă de hîrtie, sînt asamblate și perforate pe un alt sistem de calcul.

Varianta dezvoltată cuprinde un display alfanumeric și un perforator de bandă care permit un dialog mai amplu între operator și sistem. Sistemul de operare se completează cu un program de dialogare operator-sistem, conversațional, care să permită accesul operatorului „on line” pentru realizarea următoarelor funcții:

- utilizarea unor rutine de iterație în vederea măsurării valorii exacte a parametrilor;
- memorarea valorilor măsurate și scoaterea lor pe un periferic, la cerere;
- ridicarea hîrții plachetei pe o imprimantă conform rezultatelor stocate în memorie;
- modificarea, din mers, de către operator, a condițiilor de testare;
- efectuarea unor analize statistice de distribuție a valorilor parametrilor măsurați.

De asemenea, sistemul de operare poate fi extins cu un program de editare și asamblare a unor noi programe de testare, care să poată fi scoase pe bandă de hîrtie la cerere.

Avînd în vedere că la baza testării parametrice stă cunoașterea distribuției valorilor absolute ale parametrilor, se prezintă în continuare în detaliu, implementarea metodei iterative pentru măsurarea valorii exacte a principalilor parametri de curent continuu ai dispozitivelor semiconductoare discrete, cu exemplificare pe

tranzistoare. Se iau ca bază configurațiile de măsură existente în structura hardware a echipamentului ASTRO.

În figura 2 a este prezentată organigrama unei bucle de iterație pentru măsurarea valorii exacte a unui parametru. Algoritmul adoptat se

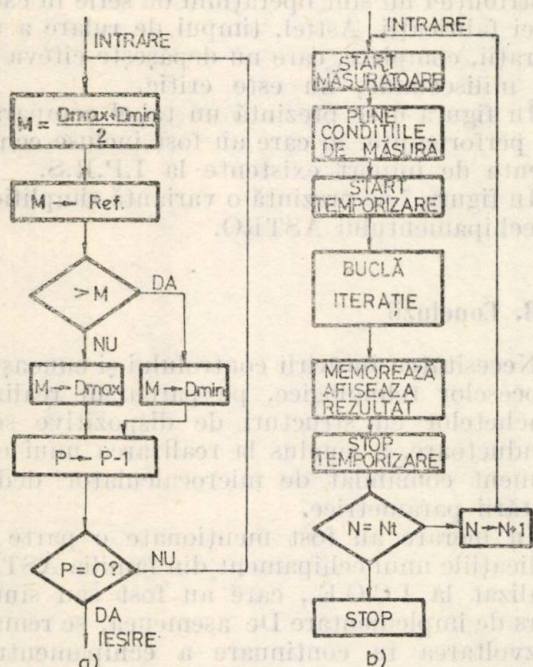


Fig. 2. a) Organigramă buclă de iterație pentru dataloging; b) organigramă program testare.

bazează pe datele inițiale: D_{max} și D_{min} — limita superioară, respectiv inferioară, ale domeniului de definiție al parametrului de măsurat.

Se consideră:

$M = \frac{D_{max} + D_{min}}{2}$ și P este numărul pașilor de iterație.

În figura 2 b se prezintă organigrama simplificată a unui program complet de testare, care

conține N teste bazate pe utilizarea buclei de iterație din figura 2 a.

În figurile 3, 4, 5 sint prezentate schemele de principiu ale măsurării parametrilor h_{FE} , I_{CEO} și respectiv U_{CEO} la tranzistoare. Condițiile de polarizare și măsurate sint preluate prin pro-

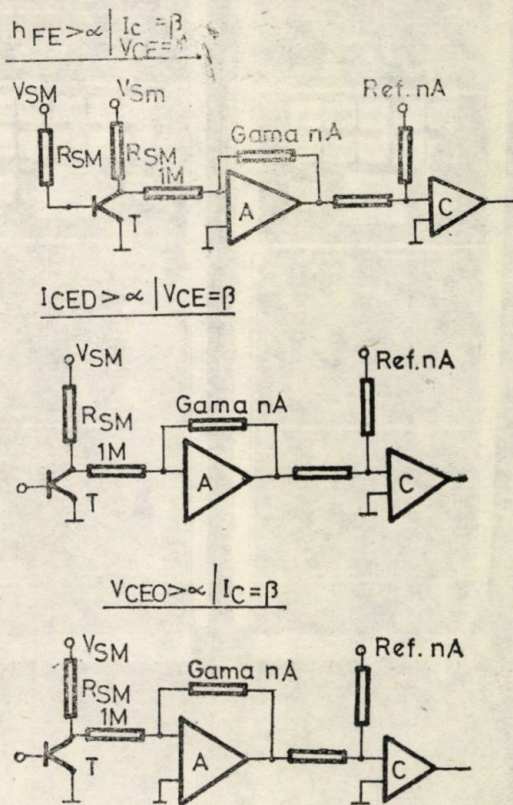


Fig. 3, 4, 5. Scheme de principiu pentru măsurarea h_{FE} , I_{CEO} și U_{CEO} .

gramul de dialogare operator — sistem în limbaj evoluat, prelucrate, convertite în binar și depuse în tabele de date special alocate cu care lucrează programul principal de testare.

Nr.	FIRMA	LORLIN F 12	I.T.T.	SESCOSEM J 24	Ț.C.C.E. ASTRO
1.	Performanțe				
2.	Numar maxim teste	12	6	12	Nelimitat
3.	Numar maxim clase	9	8	11	Nelimitat
4.	Programare	Comutatoare decadice cu rezistențe	Placi cu rezistențe de precizie	Comutatoare decadice cu rezistențe	Bandă de hîrtie sau bandă magnetică
5.	Curent minim masurat	10 nA	10 μ	10 μ	1 nA
6.	Tensiuni maxime de polarizare	999 V	100 V	299 V	± 500 V
7.	Viteza de lucru medie GO-NOGO	1-2 cipuri/sec	4-5 cipuri/sec la 6 teste/cip	1-2 cipuri/sec	4-5 cipuri/sec. la 12 teste/cip
8.	Aplicații	testare GO-NO GO	testare GO-NO GO	testare GO-NO GO	testare GO-NO GO testare parametrică analiza statistică

Fig. 6. Tabel comparator de performanțe.

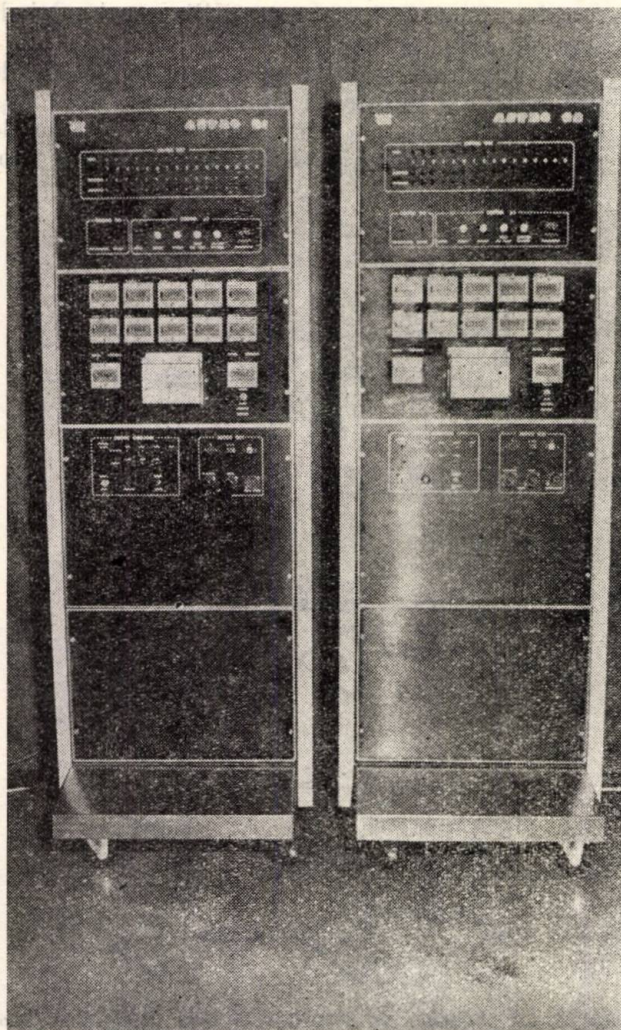


Fig. 7 ASTRO — variantă simplificată.

Prin introducerea buclei de iterație data de control este actualizată, la fiecare parcurgere a buclei, la valoarea M . De asemenea limitele domeniului de definiție $D_{\max}$ și $D_{\min}$, sînt actualizate corespunzător, în funcție de rezultatul dat de comparatorul C .

Data de control poate fi $Ref\ nA$, $Ref\ SM$, $Ref\ Sm$, în funcție de parametrul de măsurat și de algoritmul de calcul adoptat.

S-a adoptat varianta software de determinare a valorii exacte a parametrului măsurat avînd în vedere că testarea parametrică și analiza distribuției nu sînt operațiuni de serie în cadrul unei fabricații. Astfel, timpul de rulare a unei iterații, complete, care nu depășește cîteva zeci de milisecunde, nu este critic.

În figura 6 se prezintă un tabel comparator de performanțe, în care au fost incluse echipamente de import existente la I.P.R.S.

În figura 7 se prezintă o variantă simplificată a echipamentului ASTRO.

3. Concluzii

Necesitatea întăririi controlului și cunoașterii proceselor tehnologice, pe parcursul realizării plachetelor cu structuri de dispozitive semiconductoare, a condus la realizarea unui echipament comandat de microcalculator dedicat testării parametric.

În lucrare au fost menționate o parte din aplicațiile unui echipament din familia ASTRO, realizat la I.C.C.E., care au fost sau sînt în curs de implementare. De asemenea, se remarcă dezvoltarea în continuare a echipamentului, din punct de vedere al sistemului de operare, referitoare la îmbogățirea funcțiilor puse la dispoziția operatorului în dialogul său cu mașina.

Bibliografie

- [1] Evans, G. Semiconductor parametric testing: yesterday, today and tomorrow. European Semiconductor Production Nr. 2, 1982.
- [2] Osborn, A. 8080 Programming for Logic Design. Sybex Publications.
- [3] Wen, E., Lin, C. Microprocessors Fundamentals & Applications. I.E.E.E., Renss, N.Y., 1976.
- [4] Kohavi, Z. Switching and finite automata theory. Mc Graw — Hill — 1978.

CZ 621.3.078

INCERCĂRI ACCELERATE
DISTRIBUȚIE WEIBULL
ANALIZĂ DLTS

Utilizarea încercărilor accelerate la estimarea fiabilității dispozitivelor semiconductoare

MARIUS BĂZU, MARIAN BĂDILĂ, LUCIAN GĂLĂȚEANU, EREMIA IANCU* — BUCUREȘTI

Introducere

Determinarea intensității de defectare a unui lot de dispozitive se face pe baza rezultatelor încercărilor de funcționare efectuate, pe un eșantion extras din lot, în condiții care simulează funcționarea la utilizator. Pentru determinarea cât mai precisă a intensității de defectare, λ , este necesar ca eșantionul să fie cât mai mare, iar timpul de funcționare — cât mai lung. Dar, chiar pentru un eșantion de 100 dispozitive, estimarea unei λ de 10^{-6} ore $^{-1}$ presupune o durată a încercării de cel puțin 10 000 ore. Procedura durează câteva luni (câteva ani — pentru dispozitive profesionale), iar rezultatele se referă la o producție care între timp a suferit modificări. Se consumă o mare cantitate de materiale și manoperă, iar rezultatele sînt depășite. De aceea a apărut necesitatea comprimării timpului de funcționare prin creșterea solicitării la care este supus dispozitivul. În 1961, Peck [1] a propus utilizarea temperaturii ridicate pentru accelerarea îmbătrînirii componentelor. Inițial au existat reticente în acceptarea acestui tip de încercări, dar progresele înregistrate în stabilirea mecanismelor de defectare au impus încercările accelerate termic. Totodată, s-a stabilit că temperatura acționează asupra intensității de defectare a componentelor semiconductoare. Conform relației lui Arrhenius, descoperită în 1889 și care leagă rata de reacție chimică de temperatură:

$$r = A \exp(-E_a/kT), \quad (1)$$

unde r este rata de reacție, T — temperatura (°K), K — constanta lui Boltzman, A — o constantă, iar E_a — energia de activare (eV). Semnificația fizică a relației (1) este următoarea: trecerea unei molecule (ion) dintr-o poziție în alta depinde de o barieră de energie, E_a , iar probabilitatea existenței acestei tranziții datorită energiei termice a moleculei este proporțională cu $\exp(-E_a/kT)$. Procesul de degradare produs de un mecanism de defectare poate fi considerat ca avînd o rată de reacție r , iar intensitatea de defectare este proporțională cu rata de reacție. Deci:

$$\lambda = a \exp(-E_a/kT), \quad (2)$$

Faptul că această relație a fost verificată pentru o serie de dispozitive semiconductoare a determinat apariția unui mare număr de determinări experimentale ale E_a , din care se deduc, cu relația (2), factorii de accelerare. Principalul pericol legat de existența acestor date îl reprezintă utilizarea de către unii fabricanți de componente a valorilor E_a raportate de alte firme producătoare. Se neglijează faptul că o valoare E_a se referă la un anumit proces tehnologic, imposibil de reprodus într-o altă fabrică. Fiecare producător trebuie să determine valorile energiilor de activare corespunzătoare produselor sale.

Se propune în continuare o procedură originală de lucru pentru stabilirea factorilor de accelerare.

1. Metoda de lucru

Pentru elaborarea unor încercări accelerate cu care să se determine mai rapid fiabilitatea dispozitivelor semiconductoare, este necesar să se cunoască factorul de accelerare a defectării, adică raportul λ_1/λ_2 dintre intensitatea de defectare la două temperaturi T_1 și T_2 . Din relația (2) rezultă:

$$\lambda_1/\lambda_2 = \exp(E_a/kT_2 - E_a/kT_1). \quad (3)$$

Deci, trebuie cunoscută energia de activare E_a . Aceasta se calculează cu relația:

$$\ln \lambda = \ln a - E_a/kT. \quad (4)$$

Rezultă că E_a se poate obține din panta dreptei $\ln \lambda$ vs. $1/T$, pentru determinarea factorului de accelerare fiind necesar să se cunoască variația intensității de defectare cu temperatura. Trebuie subliniat faptul că temperatura nu este unicul stress de accelerare. Se mai utilizează polarizarea electrică, umiditatea etc. De aceea, în cele ce urmează se va înlocui $\lambda(T)$ cu $\lambda(S)$: S — stress.

Metodele de determinare experimentală a $\lambda(S)$ pot fi grupate în două mari categorii: cu stress constant și cu stress în trepte. Încercarea cu stress constant presupune introducerea mai multor eșantioane, extrase din lot, în încercări de funcționare la diferite nivele de stress, în timp ce încercarea cu stress în trepte supune un singur eșantion succesiv încercărilor de funcționare la nivele crescînde de stress.

* Centrul de cercetare științifică și inginerie tehnologică pentru semiconductoare — București.

Evident, încercarea cu stress în trepte („step stress”) este preferabilă din punct de vedere economic, dar numai încercarea la stress constant oferă asigurări că determinările sînt corecte.

S-a considerat util ca înaintea prezentării metodei de lucru propusă de autori să se pună în evidență erorile tipice care pot să apară la determinarea variației $\lambda(S)$.

1. Estimarea fiabilității lotului de dispozitive prezintă un grad de încredere cu atît mai ridicat, cu cît dimensiunea eșantionului extras din lot este mai mare. Eșantioane de 10–20 bucăți dau în mod sigur rezultate eronate, în timp ce eșantioane de peste 100 bucăți se consideră absolut suficiente. De asemenea, este important ca eșantionul să fie extras absolut întîmplător dintr-un lot omogen.

2. Principalul stress utilizat la accelerarea îmbătrînirii este temperatura. Nu trebuie, însă, absolutizat rolul temperaturii, deoarece s-a remarcat [2] că o stocare la temperatură nu are același efect asupra dispozitivului cu polarizarea electrică ce produce aceeași temperatură a joncțiunii. De aceea, în continuare, atunci cînd se vor face referiri la temperatura joncțiunii se va subînțelege că această temperatură este obținută printr-o combinație de polarizare electrică + stocare la temperatură.

3. Este important ca temperatura joncțiunii să fie măsurată cu precizie. Erorile în măsurarea temperaturii joncțiunii afectează puternic determinările $\lambda(S)$ [3]. Trebuie stabilită metoda adecvată de măsură dintre metodele existente: microtermoscop în infraroșu, metoda V_{BE} , metoda h_{FE} etc.

4. Pentru determinarea corectă a energiei de activare, este necesar ca defectele de mortalitate infantilă (m.i.) să fie eliminate. Aceste defecte se manifestă în primele cîteva sute de ore de funcționare a dispozitivului la utilizator și constau, de obicei, din chip-uri sparte, lipituri întrerupte, întreruperi ale metalizării. Numai după eliminarea acestor defecte se obțin curbe Arrhenius corecte [4]. Orice estimare a λ care nu ține seama de m.i. este nerealistă. Introducerea unui program de „ardere” (burn-in) înainte de livrare elimină defectele de m.i. și îmbunătățește substanțial λ lotului de dispozitive [5, 6]. Evident, programul de „ardere” trebuie să nu inducă moduri de defectare noi, care nu apar la funcționarea normală a dispozitivului.

5. Mecanismele de defectare a dispozitivelor trebuie studiate cu cea mai mare atenție. Cerința fundamentală pentru extrapolarea rezultatelor încercărilor accelerate la nivele normale de stress este ca același mecanism de defectare să acționeze la toate nivelele de stress. Într-adevăr, este posibil ca un stress mai mare decît normal să inducă un mecanism de defectare nou, care nu acționează la stress normal. Dacă apar meca-

nisme de defectare diferite la două nivele de stress, reprezentarea Arrhenius nu va fi o linie dreaptă [2]. Pe lîngă această metodă statistică, existența unui singur mecanism de defectare este controlată prin analize microfizice ale dispozitivelor defectate. Dispozitivele trebuie să se defecteze în aceeași ordine la orice nivel de stress. Întrucît dispozitivele defectate la un nivel de stress nu mai pot reveni pentru a funcționa la alt nivel de stress, verificarea este statistică. Se estimează că dacă forma distribuției intensității de defectare este aceeași la diferite nivele de stress, dispozitivele au căzut în aceeași ordine [6].

Avînd în vedere toate aceste elemente, s-a elaborat următoarea procedură de lucru pentru determinarea factorului de accelerare a defecării.

1. Din lotul de dispozitive se extrage, la întîmplare, un eșantion de minimum 100 dispozitive.

2. Eșantionul este supus unei „arderi” de 168 ore la puterea nominală și $T_A = 25^\circ\text{C}$, pentru eliminarea defectelor de m.i.

3. Ca stress de accelerare se utilizează temperatura + polarizarea electrică.

4. Temperatura joncțiunii se măsoară cu metoda V_{BE} . Se determină corespondența dintre V_{BE} și T_j . Apoi, din măsurarea V_{BE} la diferite nivele de stress se obține temperatura joncțiunii la diferite polarizări electrice.

5. Se efectuează încercarea de funcționare la diferite nivele de stress — încercare cu stress constant.

6. Pe cîteva dispozitive defectate la diferite nivele de stress, se fac analize microfizice. Dacă se constată că defectările sînt de același tip, se trece la operația 7. Dacă apar mai multe tipuri de defecte, se trece direct la operația 10.

7. Cu metoda NIMLE [7], se estimează parametrii distribuției în timp a intensității de defectare, pe baza timpilor de defectare ai eșantionului. Prin compararea distribuțiilor $\lambda(t)$ la diferite nivele de stress, se verifică faptul că dispozitivele se defectează în aceeași ordine. Se calculează timpul la care un anumit procent din eșantion se defectează (10%, 50%, 90%).

8. Se trece la reprezentarea unor curbe Arrhenius, pe baza datelor obținute la operația 7.

9. Dacă se obțin linii drepte Arrhenius, se calculează energia de activare cu relația (4).

10. Dacă nu se obțin linii drepte Arrhenius, se face analiza microfizică a tuturor dispozitivelor defecte și se separă defectele. Pentru fiecare tip de defect se refac operațiile 7, 8 și 9.

2. Rezultate experimentale

Metoda propusă a fost experimentată pentru două tipuri de tranzistoare: $T1$ — cu o putere nominală de 0,3 W și $T2$ — cu o putere nomi-

nală de 0,8 W. S-au extras cinci eşantioane din $T1$ și patru eşantioane din $T2$. Eşantioanele au fost de 200 bucăți pentru $T1$ și de 100 bucăți pentru $T2$. S-au ales eşantioane de dimensiuni diferite la cele două dispozitive, pentru a se studia efectul dimensiunii eşantionului. S-a constatat că eşantionul de 100 bucăți este suficient pentru determinări corecte. S-au utilizat încercări cu stress constant. Eşantioanele au fost supuse unor diferite stressuri polarizare electrică + temperatură, conform tabelului 1,

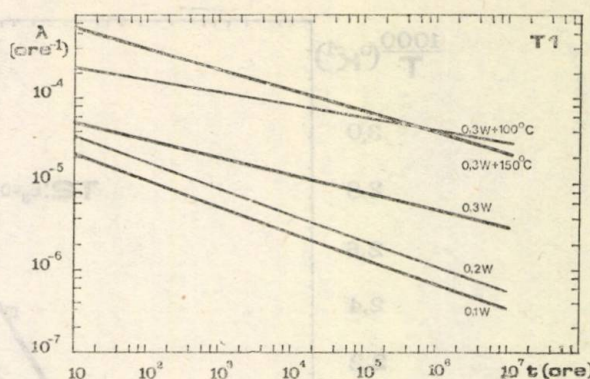
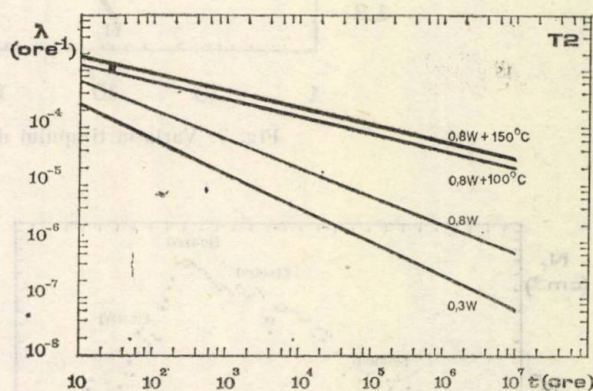
Tabelul 1

Denumirea eşantionului	Dispozitiv	Temperatura ambiantă (°C)	Puterea disipată (W)	Temperatura joncțiunii (°C)
1	2	3	4	5
111	T1	25	0,1	55
112	T1	25	0,2	75
113	T1	25	0,3	102
123	T1	100	0,3	202
133	T1	150	0,3	252
211	T2	25	0,3	55,3
212	T2	25	0,8	142
222	T2	100	0,8	242
232	T2	150	0,8	292

toate dispozitivele suportând, în prealabil, o „ardere” de 168 ore la puterea nominală a dispozitivelor. Temperatura joncțiunii s-a măsurat cu metoda V_{BE} . Dreptele $V_{BE} = a_0 + a_1 T$, obținute pe baza datelor experimentale au coeficienții: $a_0 = 0,6865$ și $a_1 = -1,9658 \cdot 10^{-3}$ — pentru un exemplar din familia $T1$ și $a_0 = 0,6711$ și $a_1 = -2,3921 \cdot 10^{-3}$ — pentru un exemplar din familia $T2$. S-a măsurat V_{BE} pentru fiecare nivel de stress și s-au obținut temperaturile joncțiunii prezentate în tabelul 1. Încercările de funcționare au durat 2 000 ore. S-au notat timpii de defectare ai dispozitivelor și s-au estimat, cu metoda NIMLE [7], parametrii β și θ ai modelului Weibull pentru intensitatea de defectare. Din reprezentările $\lambda(t)$ pentru cele cinci eşantioane $T1$ (figura 1), respectiv pentru cele patru eşantioane $T2$ (figura 2), s-a tras concluzia că distribuțiile pentru un tip de dispozitiv au aceeași formă, deci se poate spune că tranzistoarele se defectează în aceeași ordine la toate nivelele de stress. Cu formula:

$$R(t) = \exp \left[- \left(\frac{t}{\theta} \right)^\beta \right], \quad (5)$$

pentru funcția de fiabilitate $R(t)$, de tip Weibull, se poate calcula timpul t_{10} în care 10% din componentele lotului s-au defectat ($R(t) = 0,9$). Cu ajutorul punctelor t_{10} ale fiecărui eşantion, s-au trasat curbe Arrhenius pentru $T1$ și $T2$

Fig. 1. Variația în timp a intensității de defectare la diferite nivele de stress, pentru familia de dispozitive $T1$.Fig. 2. Variația în timp a intensității de defectare la diferite nivele de stress, pentru familia de dispozitive $T2$.

— figura 3. Nu s-au trasat curbe Arrhenius și pentru 50% și 90% defecte din lot întrucât acestea au aceeași pantă cu 10% defecte, iar pentru determinarea energiei de activare se utilizează panta dreptei Arrhenius. Din figura 3 se remarcă faptul că se obțin drepte Arrhenius, deci același mecanism de defectare acționează la toate nivelele de stress, confirmarea obținându-se prin analizele microfizice efectuate pe cîte zece dispozitive defecte din fiecare tip de tranzistor. Energiile de activare calculate au fost de 0,38 eV — pentru $T1$ și 0,34 eV — pentru $T2$.

Tranzistoarele au fost investigate cu ajutorul sistemului de caracterizare nivele adinci prin metoda DLTS [8], prezentind după încercări, indiferent de tipul dispozitivului, o structură identică de nivele introduse în banda interzisă de defectele din rețeaua cristalină. Măsurătorile au fost făcute pe joncțiunea bază-colector. În figura 4 este prezentată o variație a concentrației trapelor cu poziția din banda interzisă pentru un dispozitiv din familia $T2$. Adîncimea nivelor este măsurată față de banda de conducție. Dominantă în cazul tranzistoarelor $T2$ este trapa pentru purtători majoritari (electroni) plasată la adîncimea de 0,53 eV iar la tranzistorul $T1$ — trapa pentru purtători majoritari (electroni) plasată la adîncimea de

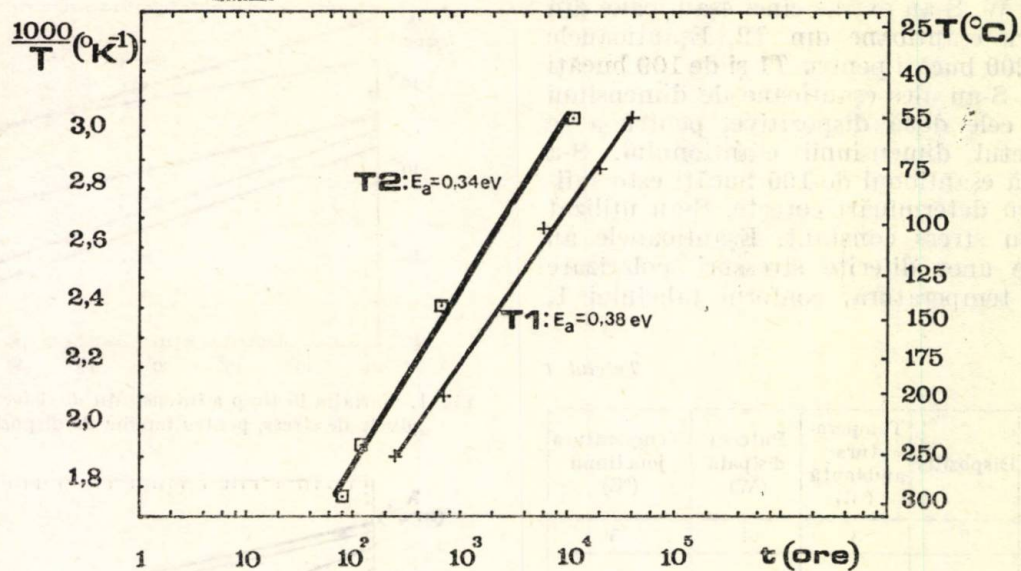


Fig. 3. Variația timpului de defectare cu temperatura joncțiunii.

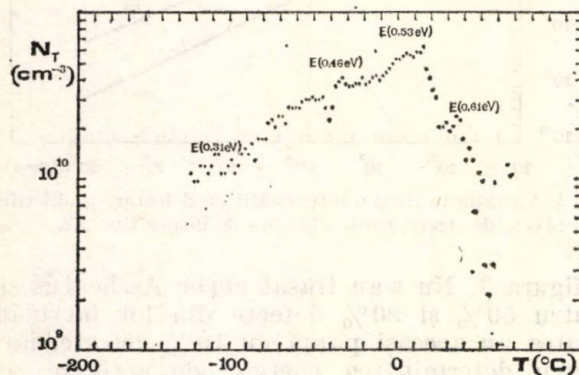


Fig. 4. Spectru de stări de defecte în dispozitive supuse la stress.

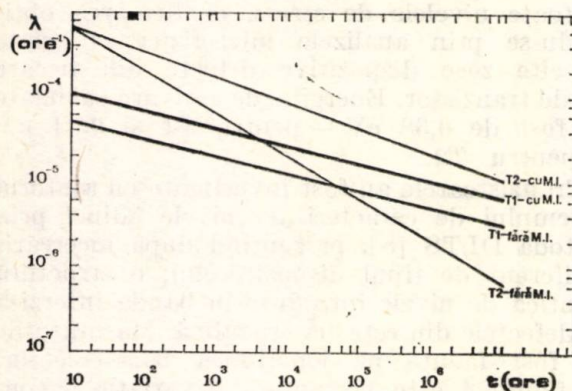


Fig. 5. Influența defectelor de mortalitate infantilă asupra variației în timp a intensității de defectare.

0,7 eV. Un studiu al distribuției spațiale a demonstrat creșterea concentrației de trape cu apropierea de interfața strat epitaxial substrat.

Pentru evidențierea rolului „arderii” în eliminarea defectelor de m.i., s-au trasat, în figura 5, curbe $\lambda(t)$ cu și fără „ardere”. Se remarcă diferența apreciabilă între cele două curbe, ceea ce demonstrează că m.i., afectează puternic rezultatele și că m.i. poate fi înlăturată prin „ardere”.

4. Concluzii

Metoda propusă în lucrare se aplică la determinarea rapidă a fiabilității dispozitivelor semiconductoare. Dispozitivele încercate accelerat prezintă același mecanism de defectare cu cele supuse la probe normale. Studiile experimentale întreprinse pe două familii de dispozitive au cuprins un volum de 2,8 milioane componente—ore și au evidențiat corectitudinea metodei propuse.

Bibliografie

- [1] Peck, D. Semiconductor reliability prediction from life distribution data. În: Semiconductor Reliability, 1961.
- [2] Young, J., Peterman, D. Reliability engineering. În: Microelectronics and Reliability, 1968, p. 91—99.
- [3] Stanley, G. Errors in life prediction due to temperature inaccuracies. În: Microelectronics and Reliability, 1981, p. 85—88.
- [4] Peck, D. New concerns about IC reliability. În: IEEE Tr. ED, 1979, p. 70—76.
- [5] Hallberg, O. Failure rate as a function of time. În: Microelectronics and Reliability, 1977, p. 155—163.
- [6] Peck, D., Zierdt, C. The reliability of semiconductor devices in the Bell system. În: Proceedings IEEE, 1974, p. 185—193.
- [7] Băzu, M. Model matematic pentru fiabilitatea dispozitivelor semiconductoare. Comunicare CAS 1981.
- [8] Mihăilă, M., Bădilă, M. Sistem de caracterizare a nivelului adânci prin metoda DLTS. Comunicare CAS 1980.

CZ 621.382

CURENT DE GENERARE
DIODĂ CU POARTĂ
GETTERIZARE

Aspecte tehnologice ale realizării diodelor picoamperice cu siliciu

ADRIAN VERON, VIOREL AVRAMESCU* — BUCUREȘTI

Introducere

Realizarea diodelor cu un nivel scăzut al curenților reziduali impune un control atent al proceselor de generare din regiunile active ale joncțiunii PN. În acest sens sînt esențiale operațiile de oxidare și difuzie, care pot introduce defecte cristalografice, eventual decorate cu impurități metalice, fiind cunoscut efectul degradant al acestor centri de generare-recombinare [1, 2]. Soluții eficiente au fost oferite de implantarea ionică [3], precum și de tehnicile de getterizare a centrilor de nucleere a defectelor sau a metalelor grele [4, 5]. În lucrare sînt comparate procedeele de difuzie a borului din sursă gazoasă (B_2H_6) sau solidă (BN) cu implantarea ionică de bor. De asemenea, se prezintă efectele getterizării prin doparea cu fosfor și rodarea mecanică a spatelui plachetelor. Sînt analizate caracteristicile electrice ale joncțiunilor cu poartă și diodelor picoamperice, profilele de impurități și defectele cristalografice revelate chimic.

1. Modelarea curenților de generare în dioda cu poartă

Dioda cu poartă (fig. 1a) permite separarea componentelor curențului invers al joncțiunii PN [6]. Caracteristicile $I_R - V_G$ (fig. 1b) sînt modelate simplificat după cum se indică în (fig. 1c), unde q este sarcina electronului, n_i concentrația intrinsecă, A_{JM} și A_G ariile joncțiunii metalurgice, respectiv porții, W_{JM} și W_G lățimile regiunii de sarcină spațială a joncțiunii metalurgice, respectiv a joncțiunii induse de cîmp sub poartă. Parametrii de generare specifici ai structurii sînt: τ_{OJM} și τ_{OJIC} timpul de generare în regiunea de golire a joncțiunii metalurgice, respectiv a joncțiunii induse de cîmp și s_0 , viteza de generare a suprafeței golite de purtători de sub poartă.

Componentele curențului invers al diodei cu poartă sînt (fig. 1b):

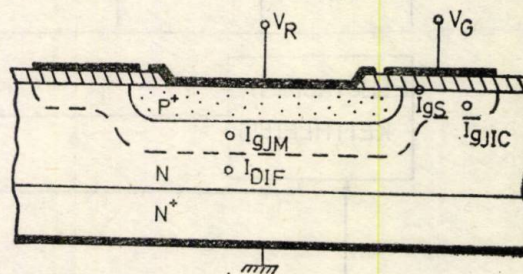
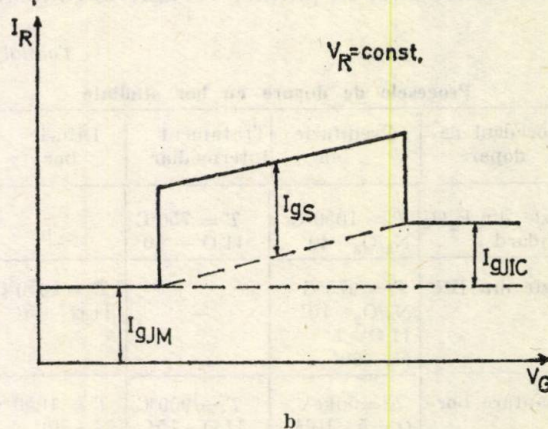
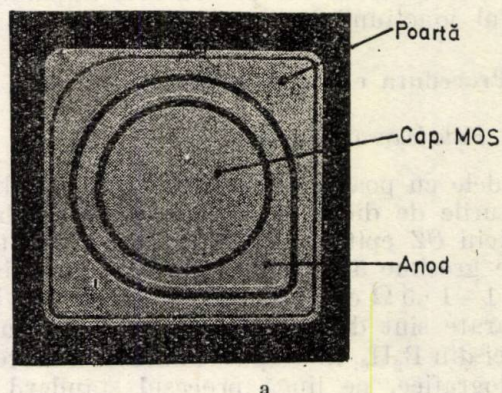
$$\text{— în acumulare: } I_A = I_{qJM} + I_{DIF} \approx I_{qJM}; \quad (1)$$

$$\text{— în golire } I_G = I_A + I_{qS}; \quad (2)$$

$$\text{— în inversie: } I_I = I_A + I_{qJIC}. \quad (3)$$

Curentul de difuzie poate fi neglijat la temperatura camerei după cum se va arăta ulterior.

* CCSITS — București



$$I_{qJM} = \frac{1}{2} q \frac{n_i}{\tau_{OJM}} A_{JM} W_{JM}$$

$$I_{qJIC} = \frac{1}{2} q \frac{n_i}{\tau_{OJIC}} A_G W_G$$

$$I_{qS} = \frac{1}{2} q n_i s_0 A_G$$

Fig. 1. Structura test utilizată pentru compararea procedurilor tehnologice studiate: a — vedere de ansamblu; b — caracteristici $I_R - V_G$ (V_R constant) idealizate; c — curenții de generare în dioda cu poartă.

Aceste relații permit determinarea parametrilor de generare:

$$\tau_{OJM} = qn_i A_{JM} W_{JM}(V_R)/2I_A \quad (4)$$

$$s_0 = 2(I_G - I_A)/qn_i A_A; \quad (5)$$

$$\tau_{OJC} = qn_i A_G W_G(V_R + 2\phi_F)/2(I_I - I_A). \quad (6)$$

Pentru joncțiunile difuzate și joncțiunea indusă de cîmp s-a folosit modelul joncțiunii abrupte asimetrice, iar pentru cele implantate modelul joncțiunii liniar gradate (7).

2. Procedura experimentală

2.1. Fabricarea diodelor

Diodele cu poartă au fost realizate simultan cu loturile de diode picoamperice pe plachete de siliciu CZ epitaxiale (111) n/n^+ cu un strat epi de grosime $5 \cdot 9 \pm 0 \cdot 1$ microni și rezistivitate $1-1 \cdot 5 \Omega \text{ cm}$. Procesele de dopare cu bor comparate sînt descrise în tabelul 1. În cazul difuziei din B_2H_6 , în scopul eliminării defectelor cristalografice, pe lângă procesul standard au mai fost încercate în paralel variantele indicate

Tabelul 1

Procese de dopare cu bor studiate

Procedeu de dopare	Predifuzie bor	Tratament intermediar	Difuzie bor
Difuzie din B_2H_6 standard	$T = 1050^\circ\text{C}$ $N_2/O_2 - 40'$	$T = 750^\circ\text{C}$ $H_2O - 30'$	—
Difuzie din BN	$T = 975^\circ\text{C}$ $N_2/O_2 - 10'$ $H_2O - 1'$ $N_2 - 60'$	—	$T = 1050^\circ\text{C}$ $H_2O - 45'$
Implantare bor	$E = 50 \text{ keV}$ $Q = 5 \times 10^{14} \text{ cm}^{-2}$	$T = 900^\circ\text{C}$ $H_2O - 15'$	$T = 1050^\circ\text{C}$ $N_2 - 30'$

în tabelul 2. Plachetele difuzate cu fosfor pe spate au fost supuse după difuzia de bor la un

Tabelul 2

Tehnici de eliminare a defectelor cristalografice

Procedeu	Parametrii de proces	Momentul aplicării	Scopul urmărit
Anodizare	H_2SO_4/H_2O	după predifuzie B	înlocuire oxid. umed.
Difuzie P	$POCl_3$ $T = 1100^\circ\text{C}$	după oxidare I	getterizare defecte
Difuzie P + lepuire	$x = 20 \mu\text{m}$,,	„	„

tratament termic în N_2 la 800°C timp de 14 ore în scopul getterizării impurităților metalice. Toate joncțiunile au fost pasivate cu Si_3N_4 depusă prin reacția dintre silan și amoniac. Plachetele conținând diode cu poartă au fost metalizate cu Ti/Al. Pentru diodele picoamperice s-a folosit sistemul de contactare bazat pe Ti/Ag necesar pentru închiderea în capsula DO-35.

2.2. Metodele de măsurare

Profilul concentrației de bor în straturile difuzate a fost determinat prin anodizare progresivă și măsurarea rezistivității superficiale. Grosimea oxidilor anodici a fost controlată elipsometric. Caracteristicile electrice ale diodelor cu poartă au fost măsurate pe plachetă, iar cele ale diodelor picoamperice după încapsulare. Din fiecare plachetă, respectiv grup de diode picoamperice au fost selectate câte 5 dispozitive tipice pentru măsurători electrometrice. Caracteristicile $I-V$ și $I-T$ au fost măsurate automat cu montajul schițat în figura 2, dispozitivul testat fiind introdus într-o

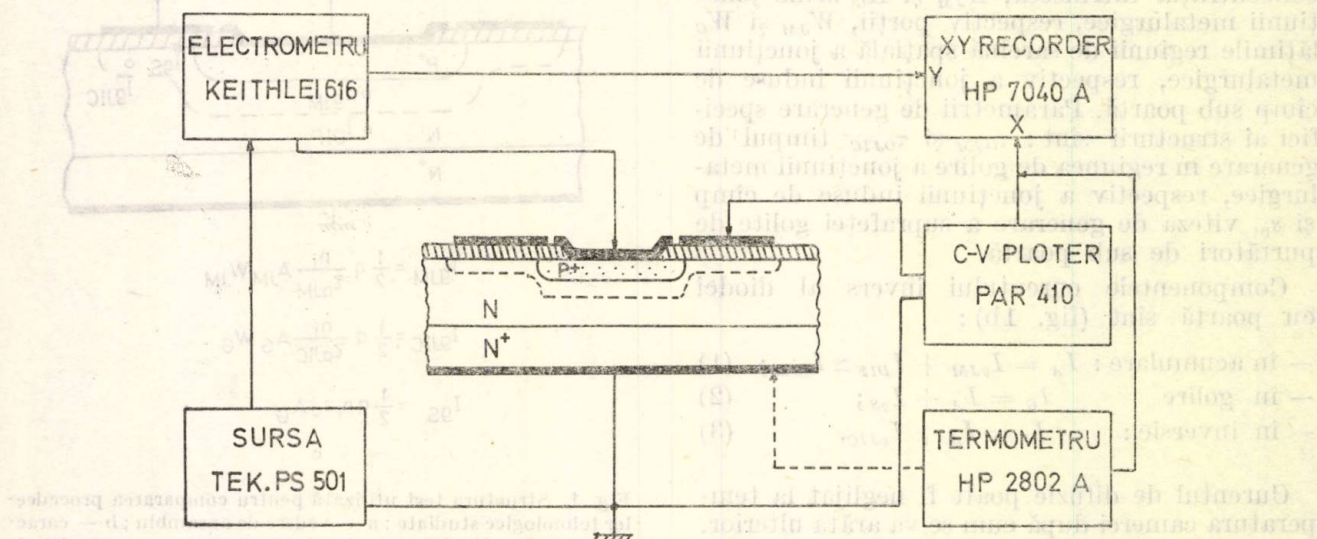


Fig. 2. Montajul pentru măsurarea caracteristicilor electrice ale diodelor cu poartă.

incintă ecranată electromagnetic, la întuneric și în atmosferă de N_2 uscat. Curentul rezidual al montajului la tensiunea maximă de lucru a fost sub 10^{-3} A. Viteza rampei de tensiune V_G a fost menținută la 10 mV/s pentru reducerea efectelor de histererezis. Curbele $I-T$ s-au înregistrat automat în timpul răcirii lente cu N_2 a plăchetei de la T_{max} la T_{amb} . După efectuarea măsurătorilor electrice plăchetele cu diode cu poartă au fost dezoxidate în HF și atacate chimic progresiv cu soluția Sirtl pentru revelarea defectelor cristalografice.

3. Rezultate experimentale

A. Profilele de impurități

În figura 3 sînt indicate profilele borului activ electric. Se constată că pentru B_2H_6 și BN se obține o curbă applatizată apropiată de

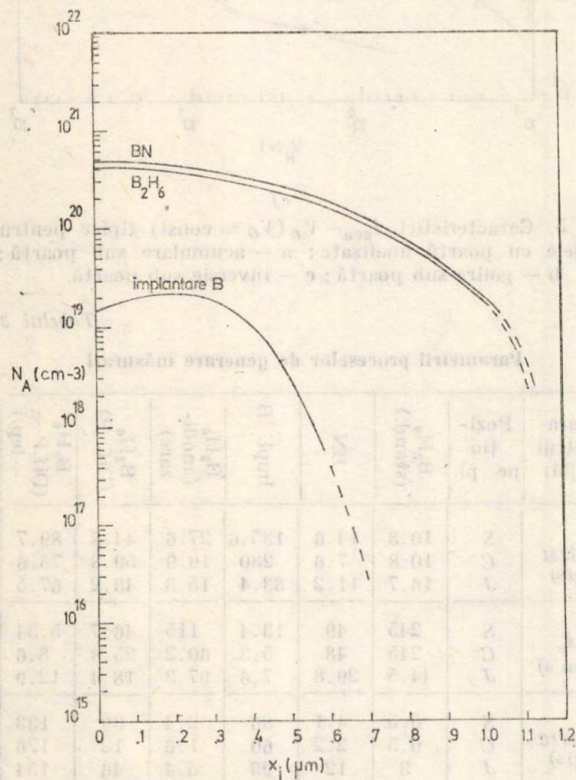


Fig. 3. Profilele borului electric activ.

solubilitatea solidă pînă la circa 4000 Å adîncime. Lipsa efectului de sărăcire a borului la suprafață și rețeaua densă de dislocații observată în această zonă sugerează o suprasaturare a rețelei cu bor. În cazul implantării doparea este cu două ordine de mărime mai mică, joncțiunea mai superficială (0.7 microni) și mai apropiată de tipul liniar gradat. Joncțiunile difuzate sînt mai adînci (1.1 microni) și de tip abrupt asimetric.

B. Caracteristicile I_R-V_G

Curbele I_R-V_G la V_R constant tipice pentru fiecare variantă sînt prezentate în figura 4. Curenții cei mai mici și constanți cu V_G pe fiecare zonă apar la diodele getterizate. Acestea au și tensiuni de benzi netede mai mici. La celelalte joncțiuni I_G crește cu V_G , varianta

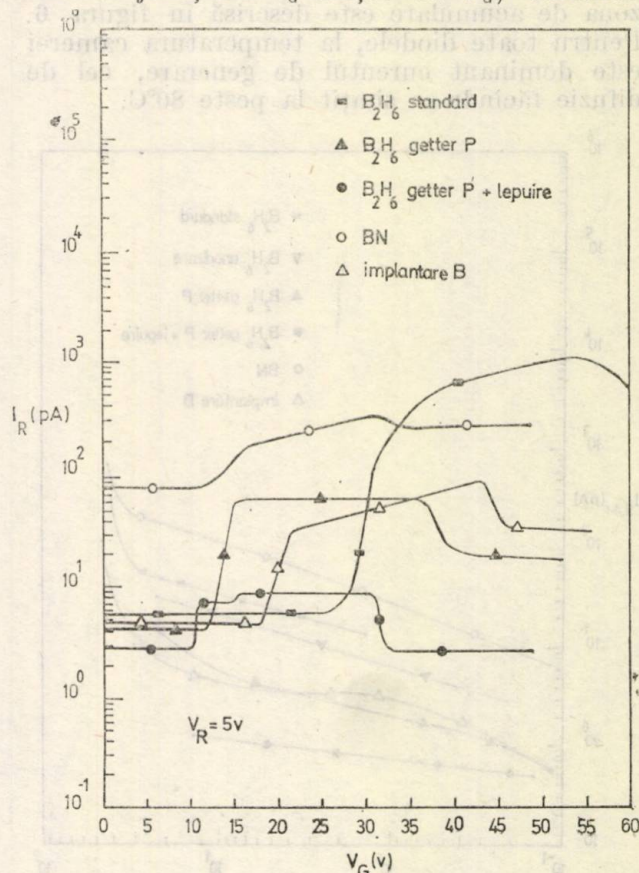


Fig. 4. Caracteristici I_R-V_G ($V_R = 5V$) tipice pentru diodele cu poartă obținute prin variantele tehnologice analizate.

B_2H_6 standard avînd o caracteristică puternic degradată. Variația cu V_G a componentelor curentului invers descrise în figura 1c este indicată în figura 5. Curentul de generare I_{gJM} crește aproximativ cu $V_R^{1/2}$ pentru joncțiunile difuzate și $V_R^{1/3}$ pentru joncțiunea implantată (fig. 5a), conform alurii profilelor de impurități. Curentul I_{gs} este practic constant cu V_R (fig. 5b). În regiunea de inversie datorită creșterii lui W_{JIC} cu V_R crește și I_{gJIC} . În momentul depășirii tensiunii de prag suprafața se goleşte și apare un salt de curent datorat generării la suprafață. I_{gJIC} pentru B_2H_6 standard crește cu V_R^{3-4} și are valori mari datorită prezenței defectelor cristalografice sub poartă, după cum se va vedea ulterior. Anodizarea reface caracteristica normală prin evitarea formării acestor defecte. Variantele cu getterizare și implantare prezintă în toate cazurile curenți de generare mici. Parametrii proceselor de generare, calculați cu relațiile (4)–(6) sînt

indicați în tabelul 3. Se observă o variație sus-jos pe plachetă datorată probabil încălzirii și răcirii neuniforme a plachetelor poziționate vertical în cuptor.

C. Caracteristici $I-T$

Variația cu temperatura a curentului din zona de acumulare este descrisă în figura 6. Pentru toate diodele, la temperatura camerei este dominant curentul de generare, cel de difuzie făcându-se simțit la peste 80°C .

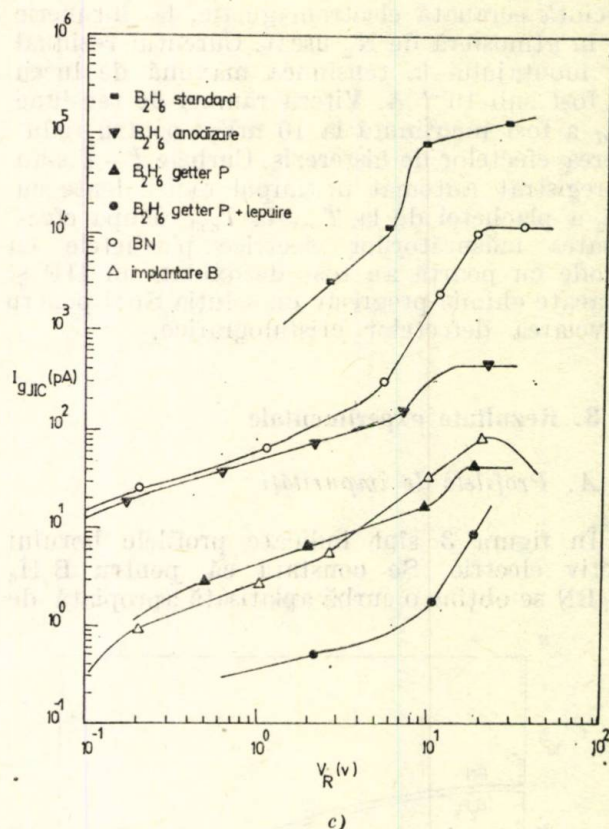
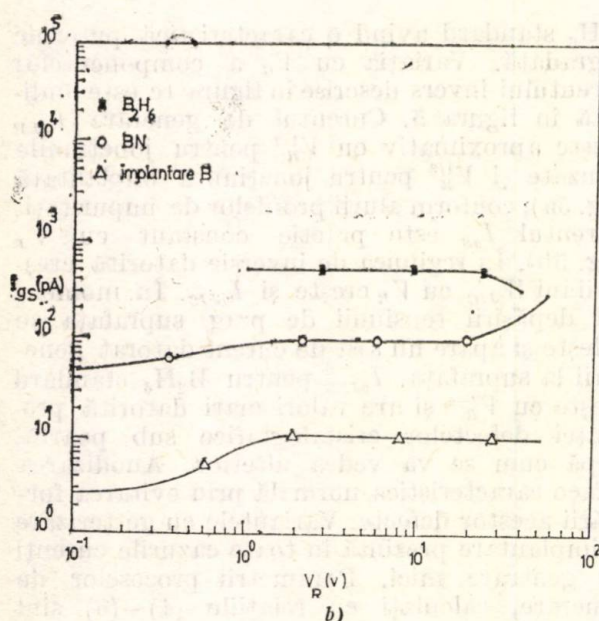
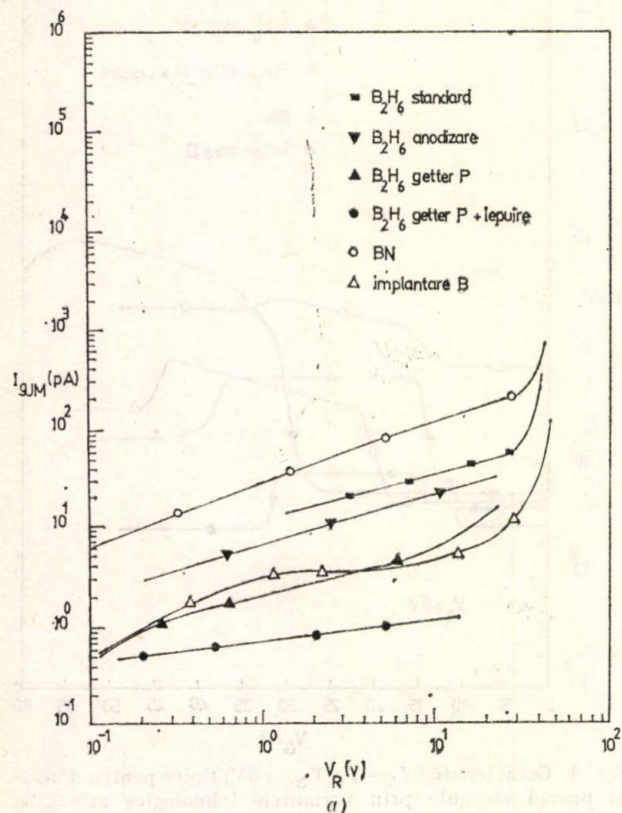


Fig. 5. Caracteristici $I_{gen}-V_R$ ($V_G = \text{const}$) tipice pentru diodele cu poartă analizate: a — acumulare sub poartă; b — golire sub poartă; c — inversie sub poartă.

Tabelul 3

Parametrii proceselor de generare măsurati

Parametrul (UM)	Poziția pe pl.	B_2H_6 (stand.)	BN	B	B_2H_6 (anodizare)	B_2H_6 (Dif. P)	B_2H_6 (Dif. P + lepuire)
τ_{OJM} (μs)	S	10.8	14.6	135.6	27.6	44.8	89.7
	C	10.8	7.6	230	19.9	59.8	75.6
	J	16.7	11.2	83.4	15.3	43.2	67.5
s_0 (cm/s)	S	245	49	13.4	115	46.7	5.34
	C	245	48	5.3	60.2	25.8	8.6
	J	44.5	29.8	7.6	97.3	18.4	12.9
τ_{OJIC} (μs)	S	0.5	4.1	86	2.4	39	133
	C	0.5	2.2	60	1.6	12	176
	J	3	12	98	5.4	46	154

D. Caracteristici I_R-V_R pentru diodele picoamperice

Diodele picoamperice pot fi asimilate cu o diodă cu poartă, avind poarta conectată la anod (datorită expandării contactului de Ti/Ag peste oxidul inițial). Ca urmare atunci când V_R depășește V_{FB} apare saltul de curent specific generării la suprafață. Acesta va fi cu atât mai puternic cu cât zona adiacentă joncțiunii conține mai multe defecte (cazul diboranului standard).

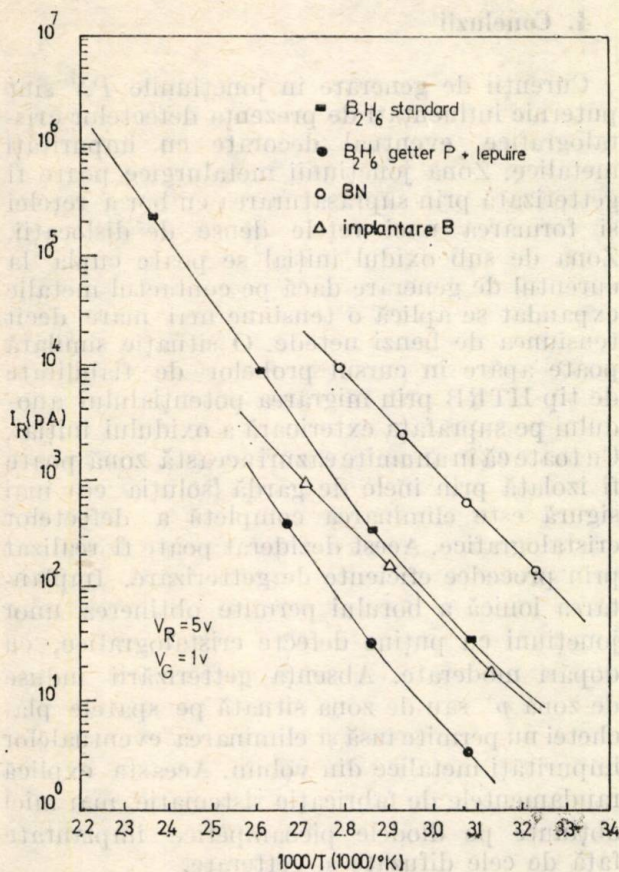


Fig. 6. Caracteristici $I_R - T$ ($V_R, V_G = \text{const}$) tipice pentru diodele cu poartă măsurate în regiunea de acumulare sub poartă.

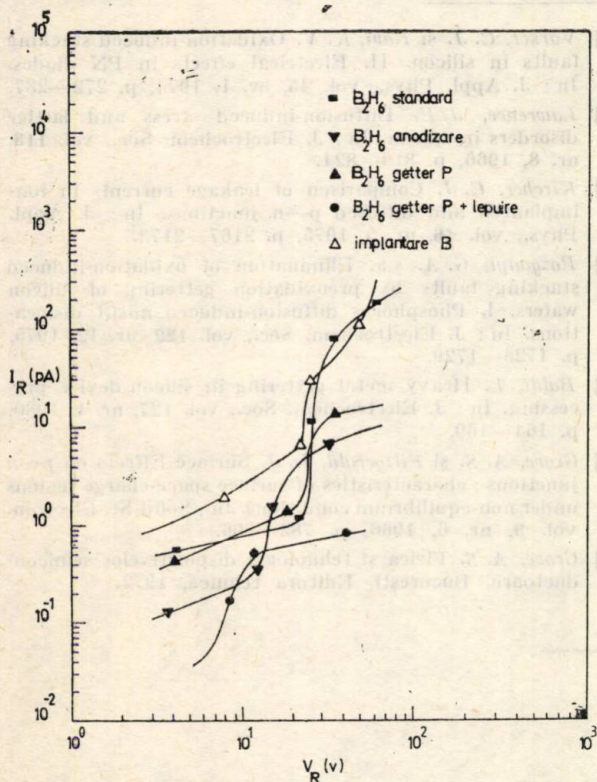
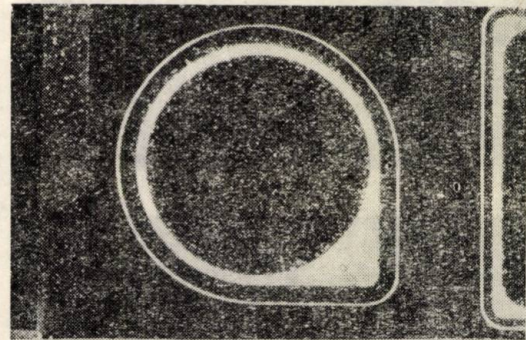


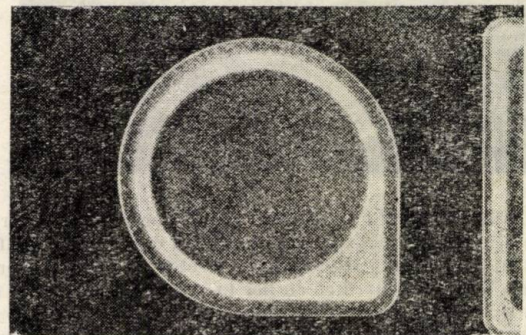
Fig. 7. Caracteristici $I_R - V_R$ tipice pentru diodele picoamperice.

E. Analiza cristalografică

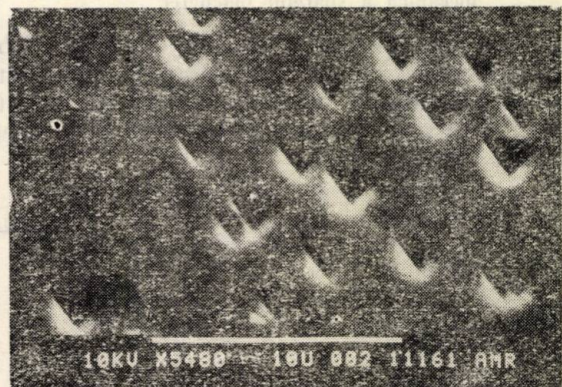
În figura 8 este prezentat rezultatul revelării chimice a defectelor pe diodele măsurate electric, după înlăturarea a circa 3 000 Å de Si. Se observă în zona difuzată o rețea densă de dislocații pentru BN (a) și B_2H_6 standard (b) (detaliul în fig. 8c), datorată dopării puternice cu bor. Ea are un efect de getterizare reducând curenții joncțiunii metalurgice (fig. 4). La B_2H_6 (b) sub oxidul inițial, deci sub poartă apar numeroase defecte de tip S-pit (saucer-pit, detaliul în fig. 8d). Deoarece acestea dispar la varianta cu anodizare se poate deduce formarea lor în timpul oxidării umede la temperatură joasă. Aceste defecte sînt responsabile pentru accentuarea puternică a generării în golire și inversie (fig. 5b și c). Rețeaua de dislocații reușește să elimine defectele. S-pit numai din imediata vecinătate a joncțiunii. În schimb stresul mecanic și difuzia de fosfor de pe spatel



a)



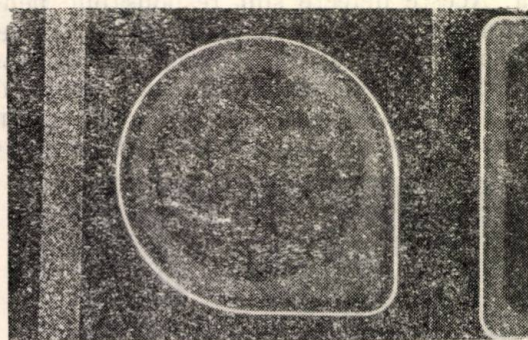
b)



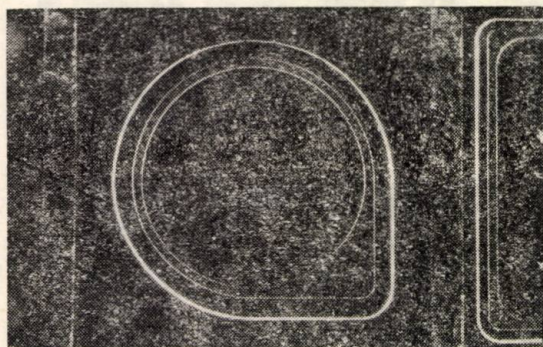
c)



d)



e)



f)

Fig. 8. Microfotografii obținute după corodarea a circa 3 000 Å și icu cu soluția Sirtl : a — difuzia din BN ; b — difuzia din B_2H_6 , varianta standard ; c — rețea de dislocații produse prin doparea puternică cu bor în cazurile a și b ; d — defecte de tip S-pit produs sub oxidul inițial de oxidarea umedă la temperatură joasă ; e — implantare bor ; f — diodă realizată prin varianta b după getterizare cu fosfor și rodare mecanică a spatelui plachetei.

plachetei nu permit formarea lor, probabil prin getterarea centrilor de nucleere. În cazul implantării ionice nu s-au observat defecte de tip S-pit, ci numai o rețea fină de defecte în zona implantată.

4. Concluzii

Curenții de generare în joncțiunile PN sînt puternic influențați de prezența defectelor cristalografice, eventual decorate cu impurități metalice. Zona joncțiunii metalurgice poate fi getterizată prin suprasaturarea cu bor a rețelei și formarea unei rețele dense de dislocații. Zona de sub oxidul inițial se poate cupla la curentul de generare dacă pe contactul metalic expandat se aplică o tensiune mai mare decît tensiunea de benzi netede. O situație similară poate apare în cursul probelor de fiabilitate de tip HTRB prin migrarea potențialului anodului pe suprafața exterioară a oxidului inițial. Cu toate că în anumite cazuri această zonă poate fi izolată prin inele de gardă [soluția cea mai sigură este eliminarea completă a defectelor cristalografice. Acest deziderat poate fi realizat prin procedee eficiente de getterizare. Implantarea ionică a borului permite obținerea unor joncțiuni cu puține defecte cristalografice, cu dopări moderate. Absența getterizării induse de zona p^+ sau de zona situată pe spatele plachetei nu permite însă și eliminarea eventualelor impurități metalice din volum. Aceasta explică randamentele de fabricație sistematic mai mici obținute pe diodele picoamperice implantate față de cele difuzate și getterate.

Bibliografie

- [1] Varker, C. J. și Ravi, K. V. Oxidation-induced stacking faults in silicon. II. Electrical effects in PN diodes. In : J. Appl. Phys., vol. 45, nr. 1, 1974, p. 272—287.
- [2] Lawrence, J. E. Diffusion-induced stress and lattice disorders in silicon. In : J. Electrochem. Soc., vol. 113, nr. 8, 1966, p. 819—824.
- [3] Kircher, C. J. Comparison of leakage currents in ion-implanted and diffused p—n junctions. In : J. Appl. Phys., vol. 46, nr. 5, 1975, p. 2167—2173.
- [4] Rozgonyi, G. A. ș.a. Elimination of oxidation-induced stacking faults by preoxidation gettering of silicon wafers. I. Phosphorus diffusion-induced misfit dislocations. In : J. Electrochem. Soc., vol. 122, nr. 12, 1975, p. 1725—1729.
- [5] Baldi, L. Heavy metal gettering in silicon-device processing. In : J. Electrochem. Soc., vol. 127, nr. 1, 1980, p. 164—169.
- [6] Grove, A. S. și Fitzgerald, D. J. Surface Effects on p—n junctions : characteristics of surface space-charge regions under non-equilibrium conditions. In : Solid-St. Electron. vol. 9, nr. 6, 1966, p. 783—806.
- [7] Grove, A. S. Fizica și tehnologia dispozitivelor semiconductoare. București, Editura tehnică, 1972.

CZ 523.72

FOTODIODĂ
FOTODETECTOR INTEGRAT
EFICIENȚĂ CUANTICĂ

Optimizarea fotodiodei într-un fotodetector integrat utilizat în cuploare optice rapide

ELENA BUDIANU, MUNIZER PURICA, MIRA ARIE* — BUCUREȘTI

Introducere

Cuploarele optice sînt dispozitive optoelectronice destinate aplicațiilor analogice și digitale în care un semnal d.c. sau a.c. se transferă între două module în prezența unei diferențe de potențial de cca 1 500 V sau a unui zgomot indus puternic.

Pe lângă cuploarele optice pentru uz general firmele de prestigiu în domeniul dispozitivelor optoelectronice realizează cuploare optice speciale, de viteză și factor de transfer în curent mare. Acestea conțin ca element fotodetector o fotodiodă integrată pe același cip cu un circuit de amplificare.

La Centrul de cercetare științifică și inginerie tehnologică pentru semiconductoare există o bogată experiență acumulată atît în realizarea circuitelor integrate, cît și a fotodiodelor discrete. Realizarea fotodetectorului integrat implică o analiză detaliată pentru optimizarea parametrilor fotodiodei simultan cu ai amplificatorului. În condițiile unui dispozitiv emisiv dat și pentru o amplificare dată caracteristica fotodiodei, care afectează direct factorul de transfer CTR al cuplului optic, este eficiența cuantică.

Relația care corelează eficiența cuantică totală a fotodiodei (η_T), amplificarea (A_i) dată de circuitul de amplificare și intensitatea radiantă a diodei electroluminescente (I_e) este [1]:

$$I_e \cdot \eta_T \cdot A_i = CTR \cdot I_F \cdot \frac{hc}{q\lambda} \cdot \frac{d^2}{S_a} \quad (1)$$

în care:

- I_F este curentul direct prin LED;
- d — distanța între fotodetector și LED;
- S_a — aria fotosensibilă;
- λ — lungimea de undă a radiației emise de LED;

$$hc/q[\text{W} \cdot \text{nm/A}] = 1\,240.$$

Pentru un LED dat cu $\lambda = 900 \text{ nm}$, $I_e = 0,05 \frac{\text{mW}}{\text{str}}$, $I_F = 30 \text{ mA}$, o arie utilă a fotodiodei $S_a = 3,75 \times 10^{-3} \text{ cm}^2$, o distanță $d = 1 \text{ mm}$ între structurile emisivă-receptoare și o amplificare minimă de $A_i = 200$ rezultă: $CTR(\%) =$

$= 9,07 \times \eta_T$. Se vede că o variație în mărimea lui η_T se reflectă direct în valoarea factorului de transfer în curent al cuplului optic.

Analiza dependenței lui η_T de parametrii de structură ai fotodiodei va permite creșterea acesteia fără a afecta principalii parametri ai circuitului de amplificare.

1. Eficiența cuantică a fotodiodei

Pentru o radiație incidentă cu rata fluxului de fotoni Φ_0 (fotoni/cm²s.) eficiența cuantică este definită ca:

$$\eta_T = \frac{J_L}{q \Phi_0} \quad (2)$$

unde J_L este densitatea fotocurentului.

Pentru o structură de fotodiodă p^+nn^+ (fig. 1a) J_L este constituit din trei componente [2], [3]:

- curentul de goluri din stratul epitaxial de tip n , J_p ;
- curentul de electroni din regiunea difuzată p , J_n ;
- curentul de drift din regiunea de sarcină spațială J_{dr} ;

$$J_L|_{x_j} = J_p|_{x_j+w} + J_n|_{x_j} + J_{dr}|_{x_j}. \quad (3)$$

Cele trei componente se deduc pe baza ecuațiilor de continuitate a purtătorilor minoritari scrise pentru fiecare regiune [4]:

$$\frac{d^2p}{dx^2} - \frac{p}{L_p^2} = -\frac{\alpha\Phi_0}{D_p} e^{-\alpha x} \text{ pentru } x_j+w < x < x_j+x_c \quad (4)$$

$$\frac{d^2n}{dx^2} - \frac{\mu_n \bar{S}}{D_n} \frac{dn}{dx} - \frac{n}{L_n^2} = -\frac{\alpha\Phi_0}{D_n} e^{-\alpha x} \quad 0 < x < x_j \quad (5)$$

$$J_{dr} = -q \int_{x_j}^{x_j+w} g(x) dx \quad (6)$$

unde $g(x)$ — rata de fotogenerare este dată de relația:

$$g(x) = \alpha \Phi_0 e^{-\alpha x} \quad (7)$$

* Centrul de cercet. științifică și inginerie tehnologică pentru semiconductoare — București.

- α — coeficientul de absorbție al luminii în siliciu;
 $\bar{s}$ — cîmpul mediu în regiunea difuzată;

$$\bar{s} = -\frac{kT}{q} \frac{1}{x_j} \ln \frac{N_s}{N_B}$$

- N_s — concentrația de suprafață în regiunea difuzată p^+ ;
 N_B — concentrația de impurități în stratul epitaxial;

Integrarea ecuațiilor (4–6) cu condițiile la limită :

$$p/(x_j+w) = 0; \quad n/x_j = 0 \quad (8)$$

$$p/(x_j+x_c) = 0; \quad J_n/x_0 = qD_n S n/x_0$$

duce la următoarele soluții [3]:

$$J_p|_{x_j+w_T} = -\frac{q\Phi_0\alpha L_p}{\alpha^2 L_p^2 - 1} e^{-\alpha x_j} \left[\frac{2e^{-\alpha x_c} - e^{-\alpha w} \left(e^{\frac{x_c-w}{L_p}} + e^{\frac{x_c-w}{L_p}} \right)}{e^{\frac{x_c-w}{L_p}} - e^{\frac{x_c-w}{L_p}}} + \alpha L_p e^{-\alpha w} \right] \quad (9)$$

$$J_n|x_j = -\frac{q\Phi_0\alpha L_n^2}{\alpha^2 L_n^2 - 1 - 2\alpha N L_n^2}$$

$$\left\{ \frac{(M-N)[(S-M-N)e^{-\alpha x_j} - (S+\alpha-2N)e^{(M-N)x_j}]e^{-Mx_j} - (M+N)[(S+\alpha-2N)e^{-(M+N)x_j} - (S+M-N)e^{-\alpha x_j}]e^{Mx_j}}{(S-M-N)e^{-Mx_j} - (S+M-N)e^{Mx_j}} + (2N-\alpha)e^{-\alpha x_j} \right\}, \quad (10)$$

$$\text{unde: } S = \frac{s}{D_n}; \quad N = \frac{q\bar{s}}{2kT},$$

$$M = [(N^2 + 1/L_n^2)^{1/2}],$$

$$J_{ar} = -q\Phi_0 e^{-\alpha x_j} (1 - e^{-\alpha w}), \quad (11)$$

$$\eta = [J_n + J_p + J_{ar}]/q\Phi_0. \quad (12)$$

S-a calculat eficiența cuantică η cu relațiile anterioare pentru $\alpha(\lambda = 0,9 \mu\text{m}) = 0,035 \mu\text{m}^{-1}$, $N_s = 5 \times 10^{18} \text{ cm}^{-3}$, $s = 10^2 \text{ cm/s}$, $L_p = 127 - 119 \mu\text{m}$, $L_n = 2,18 \mu\text{m}$ diverse valori pentru grosimea și rezistivitatea stratului epitaxial: $\rho_{\text{epi}} = 1 \div 5 \Omega \text{ cm}$, $x_{\text{epi}} = 10 \div 15 \mu\text{m}$ și diverse valori pentru x_j și tensiunea inversă aplicată fotodiodei:

$$x_j = 1,5 \div 3 \mu\text{m}, \quad V_R = 5 \div 15 \text{ V}.$$

S-au trasat grafic:

$$\eta = f(\rho_{\text{epi}})/x_{\text{epi}}, x_j, \quad (\text{fig. 2})$$

$$\eta = f(\rho_{\text{epi}})/V_R, x_j, \quad (\text{fig. 3})$$

Eficiența cuantică a fotodiodelor este cu atât mai mare cu cît rezistivitatea și grosimea stratului epitaxial sînt mai mari și x_j mai mic. Ca exemplu fotodiodele PIN care se realizează pe $\rho_{\text{epi}} > 50 \Omega \text{ cm}$ și $x_j \leq 2 \mu\text{m}$ prezintă o eficiență cuantică $\geq 80\%$. În realizarea integrată a fotodiodei cu un circuit de amplificare parametrii stratului epitaxial (ρ_{epi} , x_{epi}) nu pot fi oricît de mari, deoarece rezistența serie de colector crescînd foarte mult, conduce la valori ale tensiunii de saturație a tranzistoarelor peste nivelul logic jos TTL (0,4V). În figura 4 se dă dependența tensiunii de saturație (V_{CESat}) de ρ_{epi} avînd ca parametru x_{epi} , și adîncimile de joncțiune de emitor și colector. Din aceste curbe se observă că tensiunea de saturație a tranzis-

toarelor se situează sub 0,4 V pentru următoarele perechi de valori ale rezistivității și grosimii stratului epitaxial:

$$(2\Omega \text{ cm}, 15\mu); (3\Omega \text{ cm}, 12\mu) \text{ și } (4,5 \Omega \text{ cm}, 10\mu).$$

Pentru domeniul de rezistivități sub $10\Omega \text{ cm}$, eficiența cuantică crește mai mult cu grosimea stratului epitaxial decît cu rezistivitatea acestuia. Astfel, pentru o creștere a rezistivității stratului epitaxial între 3 și $5 \Omega \text{ cm}$, creșterea eficienței cuantice este de $\approx 1\%$, în timp ce creșterea grosimii stratului epitaxial de la 10 la 13μ duce la o creștere de 4% pentru η (fig. 2). Valorile optime ale grosimii și ale rezistivității stratului epitaxial astfel încît tensiunea de saturație să nu depășească 0,4V în condițiile obținerii unei eficiențe cuantice cît mai mari posibile sînt: $x_{\text{epi}} = 12 \mu$; $\rho_{\text{epi}} = 3 \Omega \text{ cm}$.

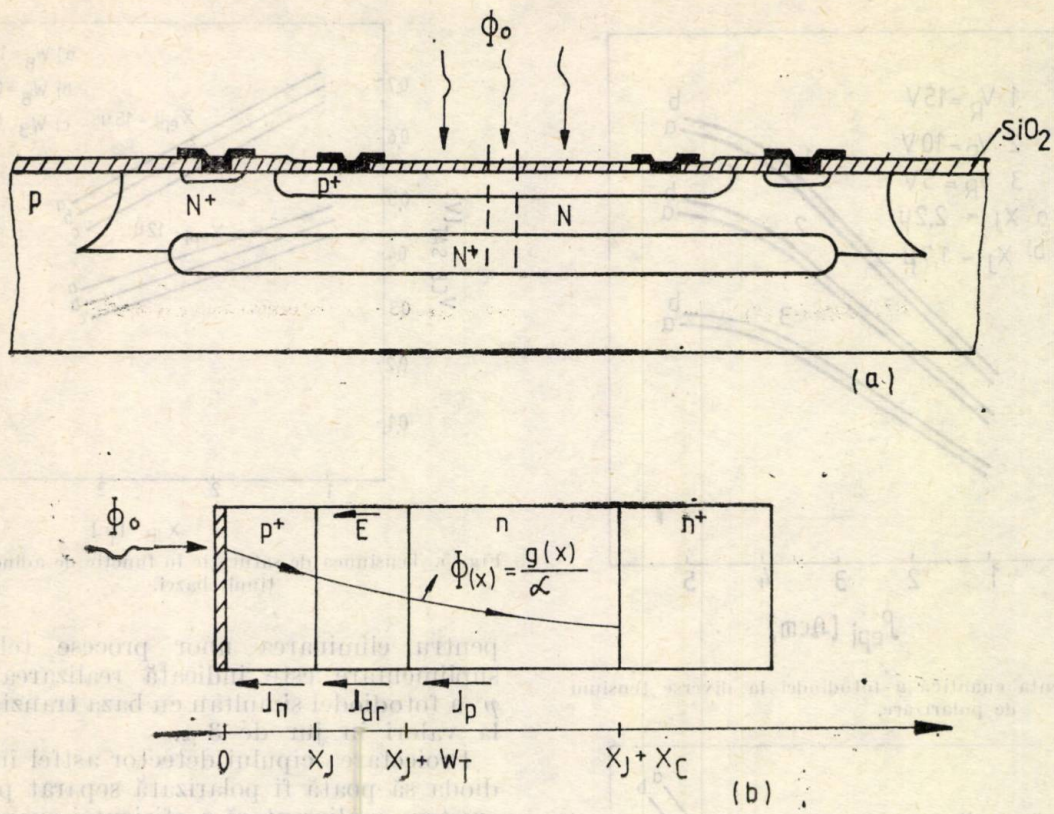


Fig. 1. a — Secțiune transversală prin fotodioda realizată pe tehnologie de circuit integrat ; b — modelul unidimensional al fotodiodei.

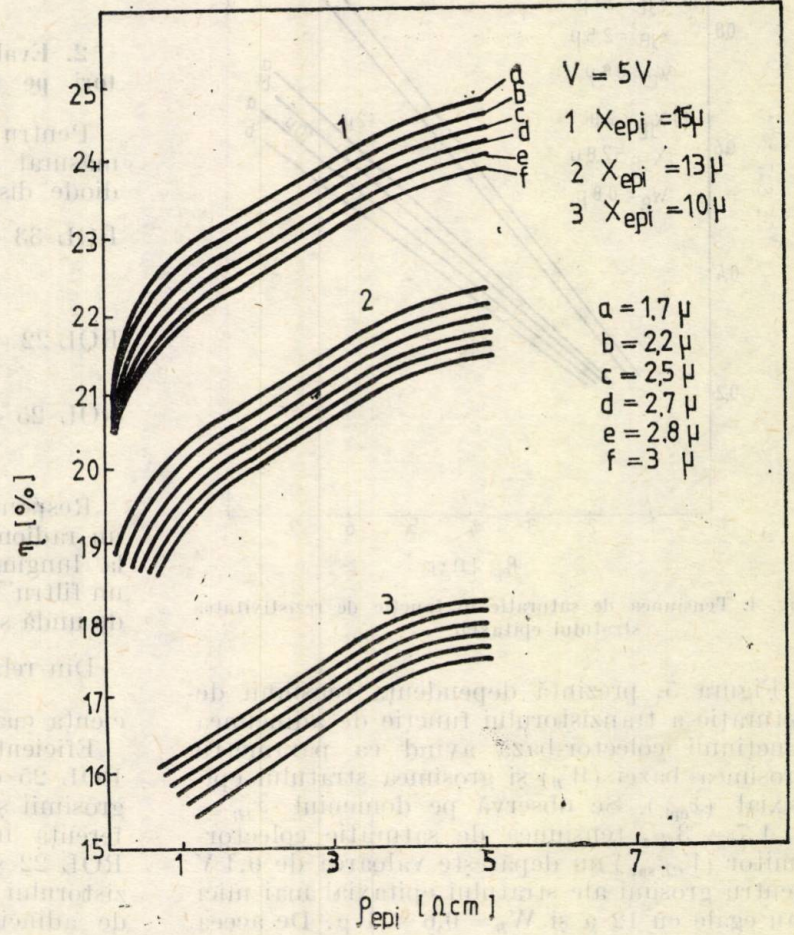


Fig. 2. Eficiența cuantică a fotodiodei în funcție de rezistivitatea stratului epitaxial, la o tensiune inversă $V_R = 5\text{ V}$.

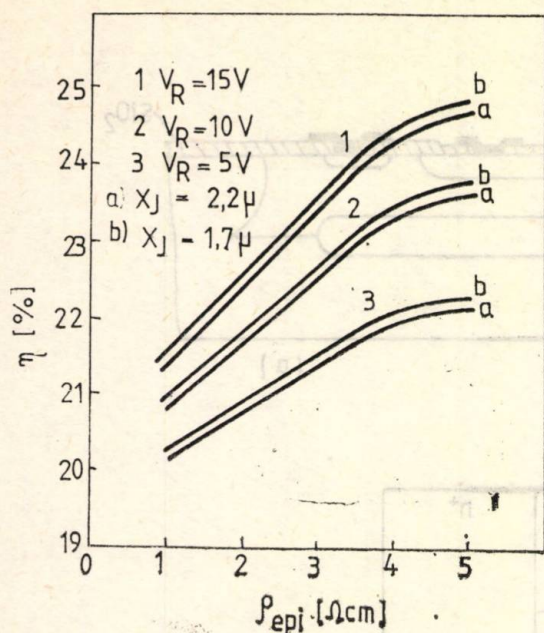


Fig. 3. Eficiența cuantică a fotodiodei la diverse tensiuni de polarizare.

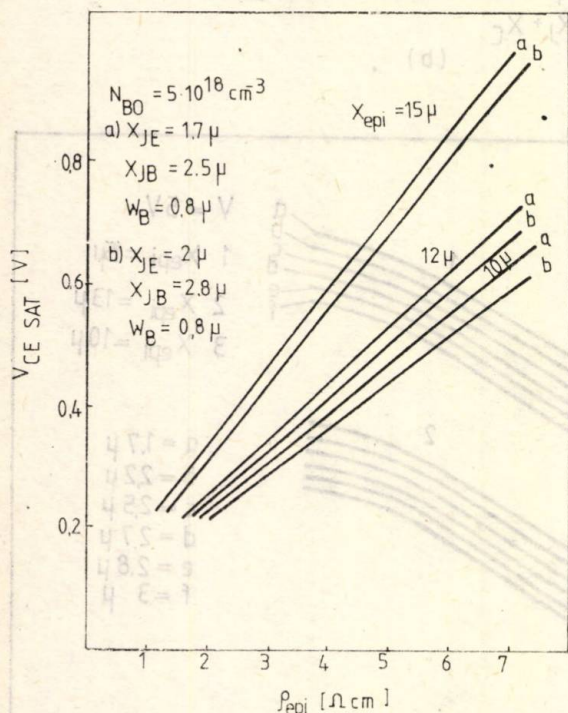


Fig. 4. Tensiunea de saturație în funcție de rezistivitatea stratului epitaxial.

Figura 5, prezintă dependența tensiunii de saturație a tranzistorului în funcție de adâncimea joncțiunii colector-bază avînd ca parametru grosimea bazei (W_B) și grosimea stratului epitaxial (x_{epi}). Se observă pe domeniul $x_{JB} = 1,7 \div 3 \mu$, tensiunea de saturație colector-emitor ($V_{CE sat.}$) nu depășește valoarea de 0,4 V pentru grosimi ale stratului epitaxial mai mici sau egale cu 12μ și $W_B = 0,6 \div 1 \mu$. De aceea

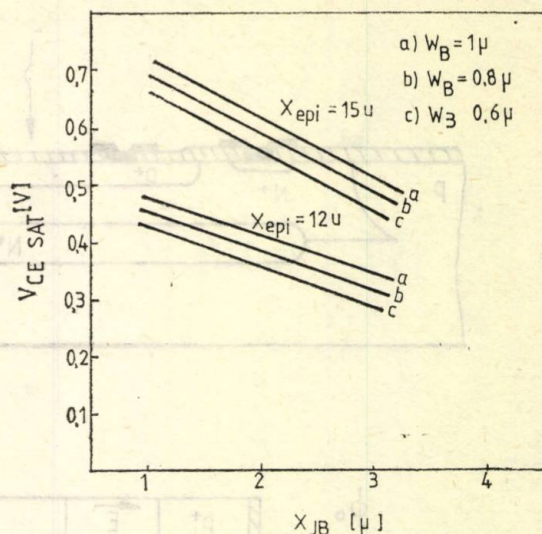


Fig. 5. Tensiunea de saturație în funcție de adâncimea joncțiunii bazei.

pentru eliminarea unor procese tehnologice suplimentare este indicată realizarea difuziei p^+ a fotodiodei simultan cu baza tranzistoarelor la valori în jur de 3μ .

Proiectarea cipului detector astfel încît fotodiode să poată fi polarizată separat permite o creștere suplimentară a eficienței cuantice prin creșterea tensiunii inverse pe fotodiodă, figura 3.

2. Evaluarea eficienței cuantice prin măsurători pe fotodiode discrete

Pentru evaluarea eficienței cuantice, s-a măsurat responsivitatea la următoarele fotodiode discrete :

ROL 33 — joncțiunea colector-bază — $x_j = 3,4 \mu m$, $\rho_{epi.} = 5 \Omega cm$, $x_{epi.} = 15 \mu m$; $S_a = 0,586 mm^2$

ROL 22 — $x_j = 1,6 - 2 \mu m$, $\rho_{epi.} = 10 \Omega cm$, $x_{epi.} = 15 - 18 \mu m$, $S_a = 1,2 mm^2$

ROL 25 — $x_j = 1,6 \mu m$, $\rho_{epi.} = 50 \Omega cm$, $x_{epi.} = 50 \mu m$, $S_a = 0,636 mm^2$.

Responsivitatea s-a determinat măsurînd cu un radiometru iradianța unei surse de lumină la lungimea de undă $\lambda = 0,895 \mu m$ folosind un filtru interferențial pentru această lungime de undă și fotocurentul rezultat [5].

Din relația $R = \eta \frac{\lambda}{1240}$ s-a determinat eficiența cuantică, dată de tabelul 1.

Eficiența cuantică mai mare a fotodiodei ROL 25 este determinată de valorile mari ale grosimii și rezistivității stratului epitaxial. Diferența între eficiența cuantică a fotodiodei ROL 22 și fotodiode colector-bază a fototranzistorului ROL 33 este determinată atît de adâncimea mai mică a joncțiunii pentru

Tabelul 1

Tipul dispozi- tivului	ROL 33	ROL 22	ROL 25
Parametrul			
$E_e \left[\frac{\text{mW}}{\text{m}^2} \right]$	1 800	1 800	1 800
$I_L [\mu\text{A}]$	0,24	0,72	0,54
$R \left[\frac{\text{A}}{\text{W}} \right]$	0,227	0,33	0,47
$\eta [\%]$	33,4	45,7	65,1

ROL 22, cît și de rezistivitatea mai mică a stratului epitaxial pe care e procesată fotodiodea colector-bază ROL 33.

3. Concluzii

Analiza teoretică a eficienței cuantice duce la o proiectare optimă a structurii fotodiodei integrată pe același cip cu circuitul de amplificare.

Pentru ca parametrii electrici de ieșire ai circuitului integrat să se mențină în limitele uzuale, pentru domeniul de rezistivități a stratului epitaxial de $3 \div 10 \Omega\text{cm}$ se alege valoarea minimă, iar în domeniul de adîncimi a joncțiunii colector-bază $2 \div 3 \mu\text{m}$ se poate lucra fotodiodea la aceeași adîncime de joncțiune.

Creșterea eficienței fotodiodei în aceste condiții se face lucrînd la grosimea maximă x_{epi} de la care principalii parametri ai circuitului integrat încep să fie afectați.

Bibliografie

- [1] * * * Cuploare optice de viteză ROL 63 și factor de transfer mare ROL 64. Raport tehnic, CCSIT-Semiconductoare, aprilie, 1982.
- [2] Paul A. Gary, John G. Linvill In : IEEE Trans. Electr. Devices, val. ED-15, No. 1, january, 1968.
- [3] Antoine Marty, J. Bailbe. In : L'onde'electrique, vol. 57, No. 5, 1977, p. 365—372, p. 30—39.
- [4] C. Bulucea, M. Vais, N. Profeta. Circuite integrate liniare București, Editura tehnică, 1976.
- [5] * * * Fotodiode rapidă cu siliciu ROL 25. Raport tehnic, CCSIT-Semiconductoare, iunie, 1979.

CZ 512.99

CIRCULATOR MICROSTRIP
MASCĂ

Trasarea configurației măștilor pentru circulatorile microstrip

GHEORGHE SAJIN *

Introducere

Programul prezentat constituie o dezvoltare a unei lucrări anterioare în sensul măririi gradului de generalitate și a completării cu posibilitatea de a trasa măștile unor structuri mai complexe de circulatori microstrip.

Programul calculează coordonatele punctelor caracteristice 1...18 (vezi fig. 1a) sau 1...27 (fig. 1b), le listează și trasează (interconectat cu un plotter) geometria configurației.

Condițiile inițiale în care acest program a fost conceput sînt următoarele:

— substratul circulatorului microstrip este realizat prin implantarea unui disc de ferită de rază R într-un gol de aceeași dimensiune practicat într-o plachetă ceramică de formă pătrată cu latura A ;

— sistemul de axe de coordonate este rectangular, cu originea plasată în punctul $O(0,0)$ situat în colțul din stînga-jos al plachetei ceramice, așa cum se observă în figura 1a și b.

* Centrul de cercetare științifică și inginerie tehnologică pentru semiconductoare — București.

Centrul discului rezonator de ferită este poziționat în punctul $O_1(U, V)$;

— metalizarea ce formează configurația structurii de circulator implică un disc conductor central de rază egală cu raza discului de ferită, R , trei transformatoare de adaptare în $\lambda/4$ de lățime W și lungime L și trei linii de transmisiune pe impedența caracteristică Z_0 a sistemului de microunde (uzual $Z_0 = 50 \text{ ohm}$), de lățime T .

Uzual, configurația de circulator este cea prezentată în figura 1a. În cazul în care datorită dimensiunilor prea mici ale plachetei ceramice sau poziționării excentrice structura nu poate fi executată ca în figura 1a, ea va fi calculată și trasată cu liniile transformatoarelor pliate, ca în figura 1b.

Dacă coordonatele U și V ale centrului discului rezonator sînt astfel alese încît, chiar cu liniile transformatoarelor pliate structura configurației nu încapă pe placheta ceramică, se afișează un mesaj de atenționare și programul este stopat.

Programul nu trasează liniile de transmisiune pe impedența caracteristică a sistemului. Aces-

tea vor fi trasate de la punctele de inserție în transformatoarele de impedanță în $\lambda/4$ până la punctele dorite de la periferia plăchetei ceramice de către utilizator în funcție de particu-

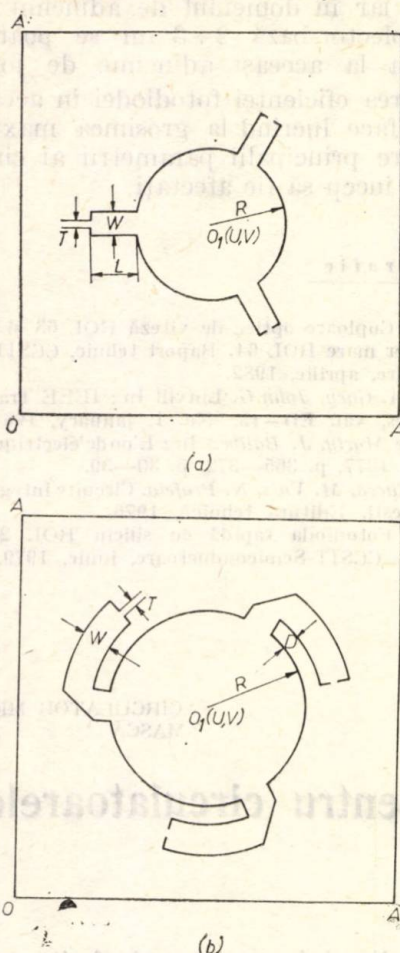


Fig. 1. a: Configurarea măștii de circulator microstrip cu transformatoarele de adaptare nepliate. b: configurarea măștii de circulator microstrip cu transformatoarele de adaptare pliate.

laritățile concrete ale aplicației în care se folosește circulatorul.

În calculele ce vor urma se convine să se noteze cu (x_n, y_n) coordonatele unui anumit punct n .

1. Configurația de mască cu transformatoarele în $\lambda/4$ nepliate

În cazul în care structura de circulator este suficient de mică pentru a încăpea pe plăcheta de ceramică cu transformatoarele nepliate, programul de calcul trasează configurația acestei structuri și calculează coordonatele punctelor caracteristice ale măștii prezentate în figura 2, figură la care se va face referire în cadrul acestui capitol.

Se definesc trei zone de calcul, zonele I, II și III, corespunzătoare celor trei porți de acces în structura de circulator.

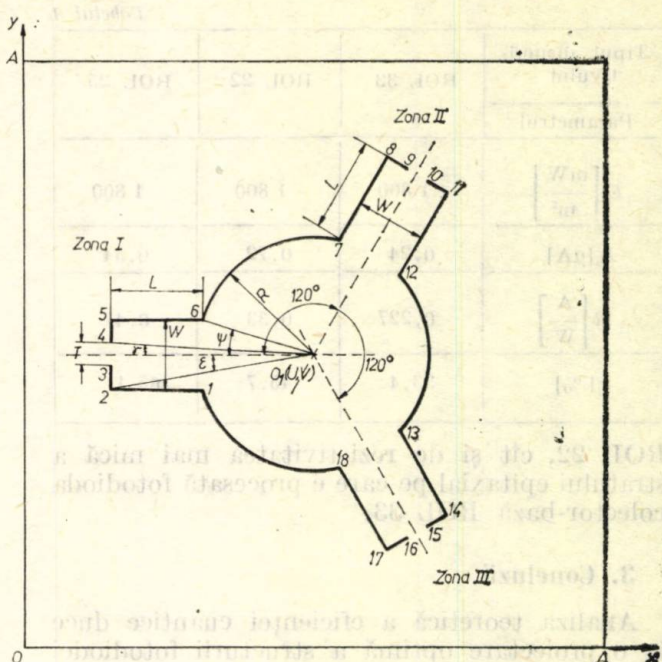


Fig. 2. Elementele configurației măștii de circulator cu transformatoarele de adaptare nepliate.

1.1. Coordonatele punctelor din zona I

În această etapă este utilă calcularea unghiurilor ψ , ϵ și γ (fig. 2), a lungimii segmentelor $\overline{O2}$ și $\overline{O4}$ și stabilirea ecuației cercului (C1).

Unghiurile ψ , ϵ și γ sunt date de expresiile:

$$\psi = \arcsin(W/2R), \quad (1)$$

$$\epsilon = \arctg \frac{W}{2(L + R \cos \psi)}, \quad (2)$$

$$\gamma = \arctg \frac{T}{2(L + R \cos \psi)} \quad (3)$$

Segmentele $\overline{O2}$ și $\overline{O4}$ rezultă sub forma:

$$\overline{O2} = N = \sqrt{(T/2 + W/2)^2 + (L + R \cos \psi)^2} \quad (4)$$

$$\overline{O4} = M = \sqrt{(T/2)^2 + (L + R \cos \psi)^2} \quad (5)$$

iar ecuația cercului (C1) este:

$$(C1): y = V \pm \sqrt{2xU - U^2 - x^2 + R^2} \quad (6)$$

Cu aceste date, coordonatele punctelor caracteristice din zona I se scriu imediat sub forma:

$$1 \quad \begin{cases} x_1 = U - R \cos \psi \\ y_1 = C1(x_1) \end{cases} \quad (7)$$

$$2 \quad \begin{cases} x_2 = x_1 - L = U - R \cos \psi - L \\ y_2 = y_1 \end{cases} \quad (8)$$

$$3 \begin{cases} x_3 = x_2 \\ y_3 = y_2 + W/2 - T/2 \end{cases} \quad (9)$$

$$4 \begin{cases} x_4 = x_2 \\ y_4 = y_2 + W/2 + T/2 \end{cases} \quad (10)$$

$$5 \begin{cases} x_5 = x_2 \\ y_5 = y_2 + W \end{cases} \quad (11)$$

$$6 \begin{cases} x_6 = x_1 \\ y_6 = y_5 \end{cases} \quad (12)$$

1.2. Coordonatele punctelor din zona II

Având în vedere relațiile (1)...(6), coordonatele punctelor 7...12 se scriu imediat ca fiind:

$$7 \begin{cases} x_7 = U + R\sin(30 - \psi) \\ y_7 = C1(x_7) \end{cases} \quad (13)$$

$$8 \begin{cases} x_8 = U + N\sin(30 - \varepsilon) \\ y_8 = V + N\cos(30 - \varepsilon) \end{cases} \quad (14)$$

$$9 \begin{cases} x_9 = U + M\sin(30 - \gamma) \\ y_9 = V + M\cos(30 - \gamma) \end{cases} \quad (15)$$

$$10 \begin{cases} x_{10} = U + M\sin(30 + \gamma) \\ y_{10} = V + M\cos(30 + \gamma) \end{cases} \quad (16)$$

$$11 \begin{cases} x_{11} = U + N\sin(30 + \varepsilon) \\ y_{11} = V + N\cos(30 + \varepsilon) \end{cases} \quad (17)$$

$$12 \begin{cases} x_{12} = U + R\sin(30 + \psi) \\ y_{12} = C1(x_{12}) \end{cases} \quad (18)$$

1.3 Coordonatele punctelor din zona III

Coordonatele punctelor caracteristice din zona III a măștii se scriu prin simetrie față de axa $y = V$ a planului xOy :

$$13 \begin{cases} x_{13} = U + R\sin(30 + \psi) \\ y_{13} = C1(x_{13}) \end{cases} \quad (19)$$

$$14 \begin{cases} x_{14} = U + N\sin(30 + \varepsilon) \\ y_{14} = V - N\cos(30 + \varepsilon) \end{cases} \quad (20)$$

$$15 \begin{cases} x_{15} = U + M\sin(30 + \gamma) \\ y_{15} = V - M\cos(30 + \gamma) \end{cases} \quad (21)$$

$$16 \begin{cases} x_{16} = U + M\sin(30 - \gamma) \\ y_{16} = V - M\cos(30 - \gamma) \end{cases} \quad (22)$$

$$17 \begin{cases} x_{17} = U + N\sin(30 - \varepsilon) \\ y_{17} = V - N\cos(30 - \varepsilon) \end{cases} \quad (23)$$

$$18 \begin{cases} x_{18} = U - R\sin(30 - \psi) \\ y_{18} = C1(x_{18}) \end{cases} \quad (24)$$

2. Configurația de mască cu transformatoarele în $\lambda/4$ pliate.

Transformatoarele în $\lambda/4$ pliate se utilizează în situațiile în care dimensiunea configurației de circulator este prea mare în raport cu latura A a plăcii ceramice sau când poziționarea structurii este excentrică.

Detaliul de pliere a liniei de transmisiune ce reprezintă transformatorul în $\lambda/4$ este prezentat în figura 3.

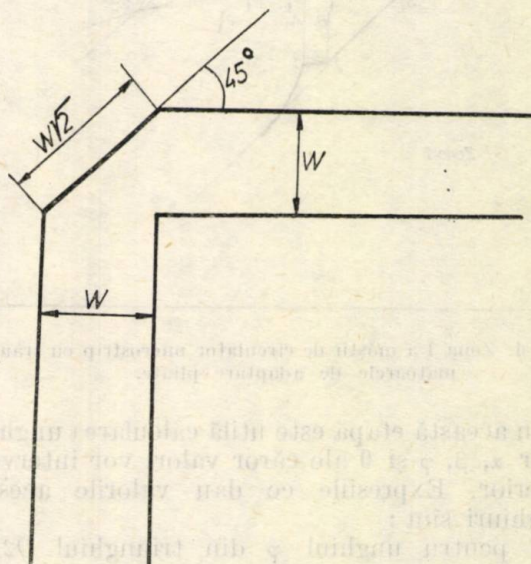


Fig. 3. Detaliu de pliere a liniei de transmisiune.

Plierea transformatoarelor de adaptare impune introducerea a două elemente restrictive în proiectarea măștii:

— interstițiul D între discul rezonator central și transformator (fig. 4) trebuie să fie suficient de mare pentru a avea un cuplaj neglijabil. În aplicația de față s-a considerat că un interstițiu $D = 2\text{mm}$ este satisfăcător pentru frecvențele de lucru ale acestui gen de structuri;

— unghiul $\alpha + \beta$ (fig. 4) să nu depășească 100° pentru a evita apropierea liniilor transformatoarelor cuplate la cele trei porți și a lăsa un spațiu suficient pentru inserarea liniilor de transmisie pe impedanța caracteristică a sistemului. În cazul în care lungimea transformatorului în $\lambda/4$ este prea mare, astfel încât $\alpha + \beta > 100^\circ$ se face corecția acestui unghi prin mărirea interstițiului D .

Pentru calculul coordonatelor punctelor caracteristice ale unei măști de circulator microstrip

cu transformatoarele în $\lambda/4$ pliate se vor face referiri la figurile 4, 5 și 6 pentru cele trei zone corespunzătoare porților de acces.

2.1 Coordonatele punctelor din zona I.

Pentru stabilirea coordonatelor punctelor din zona I a măștii se vor face referiri la figura 4.

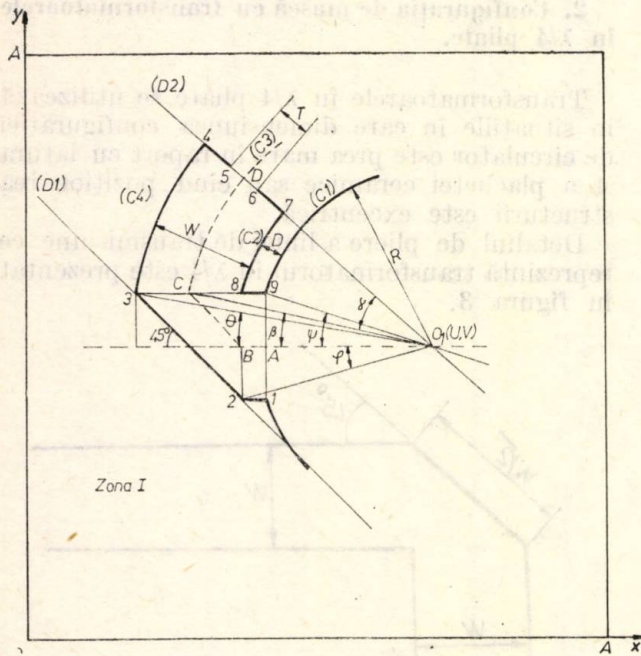


Fig. 4. Zona I a măștii de circulator microstrip cu transformatoarele de adaptare pliate.

În această etapă este utilă calcularea unghiurilor α , β , φ și θ ale căror valori vor interveni ulterior. Expresiile ce dau valorile acestor unghiuri sînt:

— pentru unghiul φ din triunghiul O_2B :

$$\varphi = \arcsin \frac{W}{2(R+D)}, \quad (25)$$

— pentru unghiul θ din triunghiul O_3E :

$$\theta = \arcsin \frac{W}{2(R+D+W)}, \quad (26)$$

— pentru unghiul β :

$$\beta = \arcsin \frac{W}{2(R+D+W/2)}. \quad (27)$$

Pentru calcularea unghiului α se remarcă faptul că lungimea L a transformatorului este dată de însumarea segmentelor $\overline{AB}$, $\overline{BC}$ și $\overline{CD}$ a căror lungime este, respectiv:

$$\begin{aligned} \overline{AB} &= \overline{OB} - R = \sqrt{(\overline{O_2})^2 - (\overline{B_2})^2} - R = \\ &= \sqrt{(R+D)^2 - (W/2)^2} - R, \\ \overline{BC} &= W/\sqrt{2}, \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \overline{CD} &= L - (AB + BC) = L - W/\sqrt{2} + R - \\ &- \sqrt{(R+D)^2 - (W/2)^2}. \end{aligned}$$

Această lungime de arc corespunde, pe cercul (C3) unui unghi α dat de expresia:

$$\alpha = \frac{180(L - W/\sqrt{2} + R - \sqrt{(R+D)^2 - (W/2)^2})}{(R+D+W/2)}. \quad (28)$$

Ecuatiile cercurilor (C1), (C2), (C3) și (C4) sînt:

$$(C1): y = V \pm \sqrt{2xU - U^2 - x^2 + R^2}, \quad (29)$$

$$(C2): y = V \pm \sqrt{2xU - U^2 - x^2 + (R+D)^2}, \quad (30)$$

$$(C3): y = V \pm \sqrt{2xU - U^2 - x^2 + (R+D+W/2)^2}, \quad (31)$$

$$(C4): y = V \pm \sqrt{2xU - U^2 - x^2 + (R+D+W)^2}. \quad (32)$$

Cu acestea, coordonatele punctelor 1 și 2 se scriu:

$$1 \quad \begin{cases} x_1 = U - R \cos \psi \\ y_1 = C1(x_1), \end{cases} \quad (33)$$

$$2 \quad \begin{cases} x_2 = U - (R+D) \cos \varphi \\ y_2 = y_1. \end{cases} \quad (34)$$

Ecuatiile dreptelor (D1) și (D2) vor fi scrise sub forma:

$$y = y_0 + (x - x_0) \operatorname{tg} \mu, \quad (35)$$

unde x_0 și y_0 reprezintă coordonatele unui punct dat pe dreaptă iar μ este panta dreptei. Dreapta (D1) trece prin punctul (2) (x_2, y_2) iar dreapta (D2) trece prin centrul cercurilor (C1)...(C4), punctul $O_1(U, V)$. În virtutea relației (35) ecuațiile acestor drepte se vor scrie sub forma:

$$(D1): y = V - W/2 + [(x - U + (R+D) \cos \varphi)] \operatorname{tg} 135, \quad (36)$$

$$(D2): y = (x - U) \operatorname{tg}(180 - \alpha - \beta) + V. \quad (37)$$

Cu acestea coordonatele punctelor 3...9 din zona I se scriu sub forma:

$$3 \quad \begin{cases} x_3 = U - (R+D+W) \cos \theta, \\ y_3 = D1(x_3) \end{cases} \quad (38)$$

$$4 \quad \begin{cases} x_4 = U - (R + D + W) \cos(\alpha + \beta) \\ y_4 = D2(x_4), \end{cases} \quad (39)$$

$$5 \quad \begin{cases} x_5 = U - (R + D + W/2 + T/2) \cos(\alpha + \beta) \\ y_5 = D2(x_5), \end{cases} \quad (40)$$

$$6 \quad \begin{cases} x_6 = U - (R + D + W/2 - T/2) \cos(\alpha + \beta) \\ y_6 = D2(x_6), \end{cases} \quad (41)$$

$$7 \quad \begin{cases} x_7 = U - (R + D) \cos(\alpha + \beta) \\ y_7 = D2(x_7), \end{cases} \quad (42)$$

$$8 \quad \begin{cases} x_8 = x_2 = U - (R + D) \cos \varphi \\ y_8 = V + W/2, \end{cases} \quad (43)$$

$$9 \quad \begin{cases} x_9 = x_1 = U - R \cos \psi \\ y_9 = y_8 = V + W/2. \end{cases} \quad (44)$$

2.2 Coordonatele punctelor din zona II

Pentru determinarea coordonatelor punctelor caracteristice din zona a II-a a măștii se va face referire la figura 5.

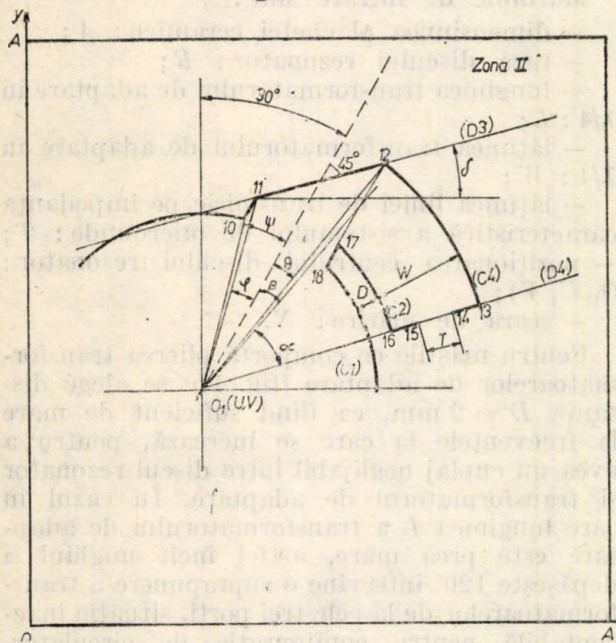


Fig. 5. Zona II a măștii de circulator microstrip cu transformatoarele de adaptare pliate.

Unghiurile α , β , ψ , φ și θ au, datorită simetriei structurii, valorile stabilite în subcapitolul precedent. Ecuațiile dreptelor (D3) și (D4) se stabilesc după aceeași metodă ca în subcapitolul 2.1, avându-se în vedere faptul că originea $O_1(U, V)$ se găsește pe dreapta (D4), iar punctul 11 de coordonate:

$$11 \quad \begin{cases} x_{11} = U + (R + D) \sin(30 - \varphi) \\ y_{11} = V + (R + D) \cos(30 - \varphi), \end{cases} \quad (45)$$

apartține dreptei (D3). Panta dreptei (D3) este $\delta = 15^\circ$. Cu acestea ecuațiile dreptelor (D3) și (D4) se scriu:

$$(D3) \quad y = V + (R + D) \cos(30 - \varphi) + [x - U - (R + D) \sin(30 - \varphi)] \operatorname{tg} 15, \quad (46)$$

$$(D4) \quad y = V + (x - U) \operatorname{tg}(60 - \alpha - \beta). \quad (47)$$

Coordonatele punctelor 10...18 vor fi calculate după cum urmează

$$10 \quad \begin{cases} x_{10} = U + R \sin(30 - \psi) \\ y_{10} = C1(x_{10}), \end{cases} \quad (48)$$

$$12 \quad \begin{cases} x_{12} = U + (R + D + W) \sin(30 + \theta) \\ y_{12} = D3(x_{12}), \end{cases} \quad (49)$$

$$13 \quad \begin{cases} x_{13} = U + (R + D + W) \cos(60 - \alpha - \beta) \\ y_{13} = D4(x_{13}), \end{cases} \quad (50)$$

$$14 \quad \begin{cases} x_{14} = U + (R + D + W/2 + T/2) \cos(60 - \alpha - \beta) \\ y_{14} = D4(x_{14}), \end{cases} \quad (51)$$

$$15 \quad \begin{cases} x_{15} = U + (R + D + W/2 - T/2) \cos(60 - \alpha - \beta) \\ y_{15} = D4(x_{15}), \end{cases} \quad (52)$$

$$16 \quad \begin{cases} x_{16} = U + (R + D) \cos(60 - \alpha - \beta) \\ y_{16} = D4(x_{16}), \end{cases} \quad (53)$$

$$17 \quad \begin{cases} x_{17} = U + (R + D) \sin(30 + \varphi) \\ y_{17} = C2(x_{17}), \end{cases} \quad (54)$$

$$18 \quad \begin{cases} x_{18} = U + R \sin(30 + \psi) \\ y_{18} = C1(x_{18}), \end{cases} \quad (55)$$

2.3 Coordonatele punctelor din zona III

Pentru determinarea coordonatelor punctelor din zona III a măștii de circulator microstrip se vor face referiri la figura 6.

Valorile unghiurilor α , β , ψ , φ , θ se mențin așa cum au fost determinate în subcapitolul 2.1. Ecuațiile dreptelor (D5) și (D6) se determină după aceeași metodă ca în subcapitolul 2.1, avându-se în vedere că dreapta (D6) conține originea $O_1(U, V)$ iar dreapta (D5) conține punctul 20 de coordonate:

$$20 \quad \begin{cases} x_{20} = U + (R + D) \cos(60 - \varphi) \\ y_{20} = V - (R + D) \sin(60 - \varphi). \end{cases} \quad (56)$$

Un set de instrucțiuni de atenționare se referă la situațiile în care, chiar cu transformatoarele pliate, structura de circulator, nu se încadrează pe suprafața plachetei ceramice. Această situație poate apărea fie în cazul proiectării unei structuri prea mari în raport cu dimensiunea A a plachetei ceramice, fie în cazul amplasării mult excentrice a centrului

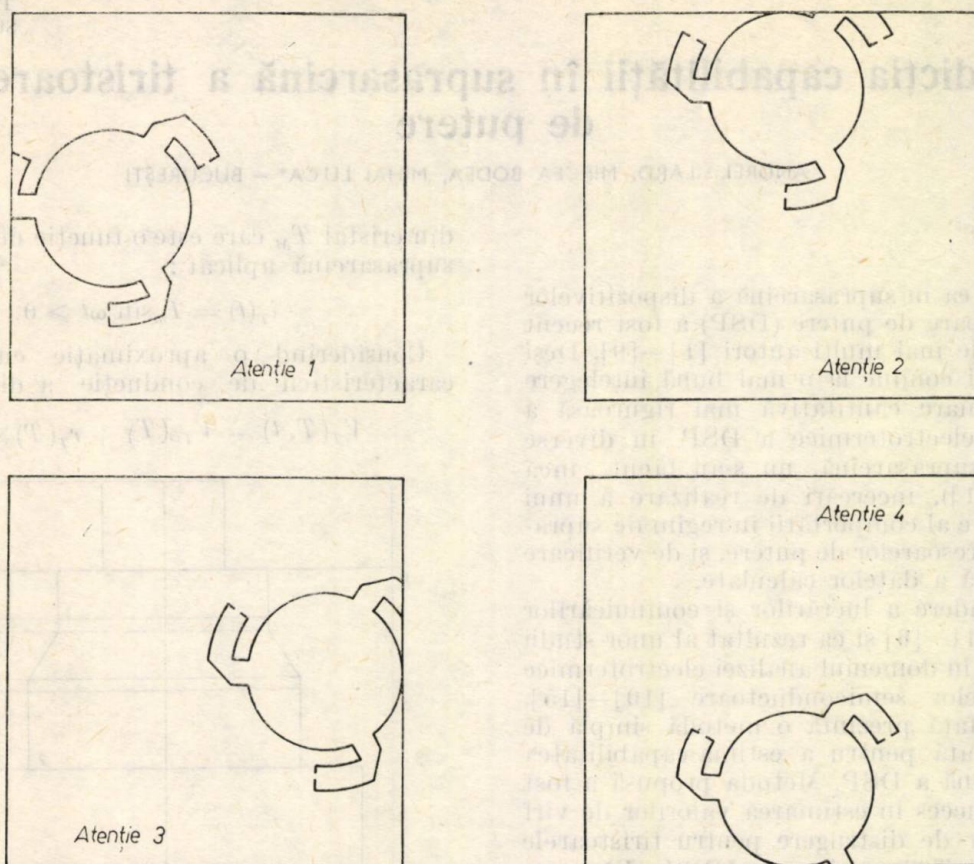


Fig. 7. Semnificația mesajelor de atenționare.

discului rezonator, $O_1(U, V)$. Mesajele de atenționare sint :

- ATENȚIE 1 : structură plasată prea spre stînga ;
- ATENȚIE : 2 : structură plasată prea sus ;
- ATENȚIE 3 : structură plasată prea spre dreapta ;
- ATENȚIE 4 : structură plasată prea jos.

Ilustrarea acestor situații este prezentată în figura 7.

4. Concluzii

Programul prezentat permite trasarea conturului măștii de circulator și listarea coordonatelor punctelor caracteristice pentru configurațiile prezentate în figura 1, la scara N impusă de proiectant.

rațiile prezentate în figura 1, la scara N impusă de proiectant.

Alegerea configurației măștii (cu sau fără transformatoare pliate) cade în sarcină programului de calcul. În cazul în care trasarea măștii nu este posibilă în nici o configurație se afișează unul dintre mesajele de atenționare prezentate anterior.

Este în intenția autorului de a efectua următoarele perfecționări :

- cuplarea acestui program cu programul general de proiectare a circulatorilor,
- utilizarea unui limbaj de programare mai puternic,
- studierea posibilităților de a interconecta calculatorul cu instrumentele de tăiat rubilith pentru obținerea directă, la scara dorită a configurației de circulator microstrip.

CZ 621.3.016.34

TIRISTOARE
SUPRASARCINĂ

Predicția capacității în suprasarcină a tiristoarelor de putere

ANDREI SILARD, MIRCEA BODEA, MIHAI LUCA* — BUCUREȘTI

Introducere

Capabilitatea în suprasarcină a dispozitivelor semiconductoare de putere (DSP) a fost recent investigată de mai mulți autori [1]—[9]. Deși aceste lucrări conduc la o mai bună înțelegere și la o estimare cantitativă mai riguroasă a comportării electrotermice a DSP în diverse condiții de suprasarcină, nu s-au făcut încă (exceptând [1]), încercări de realizare a unui model teoretic al comportării în regim de suprasarcină a redresoarelor de putere, și de verificare experimentală a datelor calculate.

Ca o extindere a lucrărilor și comunicărilor precedente [4]—[6] și ca rezultat al unor studii mai generale în domeniul analizei electrotermice a dispozitivelor semiconductoare [10]—[15], lucrarea de față prezintă o metodă simplă de calcul, realizată pentru a estima capabilitatea în suprasarcină a DSP. Metoda propusă a fost folosită cu succes în estimarea valorilor de vîrf ale curenților de distrugere pentru tiristoarele din seria T50—T63, produse de IPRS—Băneasa.

1. Ideea metodei

Metoda pusă la punct pentru estimarea capabilității maxime a DSP în regim de suprasarcină de scurtă durată (curent semisinusoidal, monopuls sau repetitiv), se bazează pe următoarea constatare fundamentală [1]÷[6]:

Distrugerea DSP se datorează formării mezoplasmei, odată cu atingerea „temperaturii de filamentare” (T_f), valoarea acesteia fiind asociată cu momentul egalizării concentrației intrinseci a purtătorilor de sarcină, $n_i(T)$, cu concentrația purtătorilor injectați în bazele tiristorului, $n(x)$.

Pornind de la supoziția că, la temperaturi $T \geq T_f$, procesul de distrugere se declanșează în avalanșă, datorită creșterii localizate a densității de curent, $j(T)$, și a șocurilor termice în structura de siliciu, a rezultat metoda de estimare a curentului de vîrf $I_m(d)$, care produce distrugerea DSP:

1. Distribuția nestaționară a temperaturii în structură $T(x, t)$ este determinată numeric, cu ajutorul unui model unidimensional (fig. 1), care ține seama de configurația de montaj (materialele componente ale capsulei și dimensiunile lor). Rezultă astfel, vîrf de temperatură

din cristal T_M care este o funcție de curentul de suprasarcină aplicat:

$$i_T(t) = I_m \sin \omega t \geq 0. \quad (1)$$

Considerînd o aproximație cuasiliniară a caracteristicii de conducție a dispozitivului:

$$V_T(T, t) = V_{To}(T) + r_T(T) \times i_T(t) \quad (2)$$

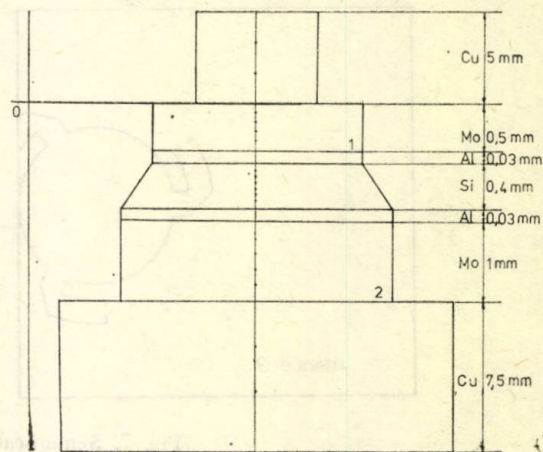


Fig. 1. Structura încapsulată a unui tiristor din seria T50—T63N.

unde:

$V_{To} = V_{To}(T_0)$ este tensiunea de prag; iar $r_T = r_T(T_0)$ — rezistența dinamică a caracteristicii ($i_T - V_T$), la $T_0 = 125^\circ\text{C}$, puterea electrică ce trebuie disipată de DSP va fi dată de relația:

$$P_T(T, t) = V_T(T, t) \times i_T(t) = I_m \sin \omega t [V_{To}(T) + r_T(T) i_m \sin \omega t]. \quad (3)$$

În această relație P_T depinde de temperatură prin intermediul „constantelor” caracteristicii de conducție ($i_T - V_T$) a dispozitivului.

Conform relației (3), trecerea curentului I_m prin dispozitiv generează puterea P_T , care, la rîndul ei, conduce la atingerea unei temperaturi maxime T_m , în structura de siliciu.

2. Curentul de distrugere $I_m(d)$ va fi curentul I_m pentru care temperatura maximă T_M atinsă în structura de siliciu va egala temperatura de filamentare, T_f .

Pentru a determina valoarea lui T_f , s-a considerat că inițierea distrugerii în avalanșă apare atunci cînd [6]:

$$n_i(T_f)/n_{min} \approx 1/2, \quad (4)$$

* Institutul politehnic — București;

Întrepr. de piese radio și semiconductoare — Băneasa.

unde n_{min} reprezintă valoarea minimă a concentrației de purtători injectați în bazele tiristorului.

Calculind [3], [4], [6] $n(x)$ în baza dispozitivului, la $T = 400^\circ\text{C}$, s-a obținut $n_{min} = 10^{17} \text{ cm}^{-3}$. Din ecuația (4) rezultă $n_i(T_f) = 5 \times 10^{16} \text{ cm}^{-3}$, iar din (5) s-a dedus $T_f \approx 470^\circ\text{C}$, corespunzătoare acestei valori a lui n_i :

$$n_i^2 = N_v N_c \exp(-E_g(T)/kT), \quad (5)$$

unde: N_v , N_c reprezintă densitățile efective de stări, dependente de temperatură, la marginea benzii de valență, respectiv de conducție; $E_g(T)$ este banda interzisă a siliciului, care se micșorează cu temperatura după relația (6):

$$E_g(T) = 1,21 - 3,6 \times 10^{-4} \times T, \text{ [eV]}. \quad (6)$$

Ecuația nestaționară a conducției căldurii în structura unidimensională din figura 1, a fost rezolvată numeric, printr-o metodă implică, cu diferențe finite, care asigură o bună sta-

bilitate a soluțiilor și care permite ajustarea, la fiecare pas de timp, a proprietăților termice neliniare ale materialelor componente (Si, Mo, Cu, Al), în concordanță cu temperaturile nodurilor [16], [9].

În program se ține seama și de variația cu temperatura a puterii disipate, prin intermediul căderii de tensiune în direct V_T , care se recalculează, în fiecare moment, în funcție de T_M , după relația (2).

S-a considerat că puterea se disipă uniform în volumul de siliciu și în consecință densitatea de putere s-a calculat din formula:

$$q = P_T / w S_k, \quad (7)$$

unde: w este grosimea plachetei de Si; S_k este aria catodului. La suprafețele de separație între materiale se respectă condiția conservării fluxului termic:

$$k_i(T) \frac{\partial T}{\partial x} = k_j(T) \frac{\partial T}{\partial x} \quad (8)$$

unde: $k_i(T)$, $k_j(T)$ sînt conductivitățile termice ale celor două zone aflate în contact.

Schema logică a algoritmului de calcul al curentului de distrugere este reprezentată în figura 2.

2. Rezultate

Metoda prezentată a fost verificată experimental pe tiristoare din gama T50—T63, realizate în tehnologie dublu difuzată, cu contacte sudate. Aceste dispozitive de tensiune inversă maximă de aproximativ 1 800 V se realizează pe plachete de siliciu cu grosimea $w = 400 \mu\text{m}$. Următoarele caracteristici electrice și constructive sînt importante pentru acest studiu:

- aria catodului: $S_k = 0,5 \text{ cm}^2$;
- rezistența dinamică: $r_T = 3 \div 7 \text{ m}\Omega$;
- tensiunea de prag: $V_{T0} = 0,9 \div 1,2 \text{ V}$;
- rezistența termică: $R_{thjc} = 0,3 \pm 20 \% ^\circ\text{C/W}$.

Cu ajutorul programului numeric, a fost determinată distribuția tranzitorie a temperaturii în structura din figura 1, pentru diverse forme de undă ale curentului $i_T(t)$. Studiul suprasarcinii s-a efectuat aplicînd pe dispozitiv un curent semisinusoidal (1), cu durată de 10 ms, de amplitudine variabilă, și urmărind variația cu I_m , a temperaturii maxime în stratul de siliciu. Distribuția de temperatură rezultată, pentru $I_m = 1,1 \text{ kA}$, $r_T = 4 \text{ m}\Omega$, $V_{T0} = 1 \text{ V}$, este prezentată în figura 3. Curba pentru $t = 7 \text{ ms}$, corespunde temperaturii maxime care se atinge în structura de Si, în condițiile menționate.

Pentru verificarea modelului dezvoltat, s-au efectuat măsurători distructive pe tiristoare

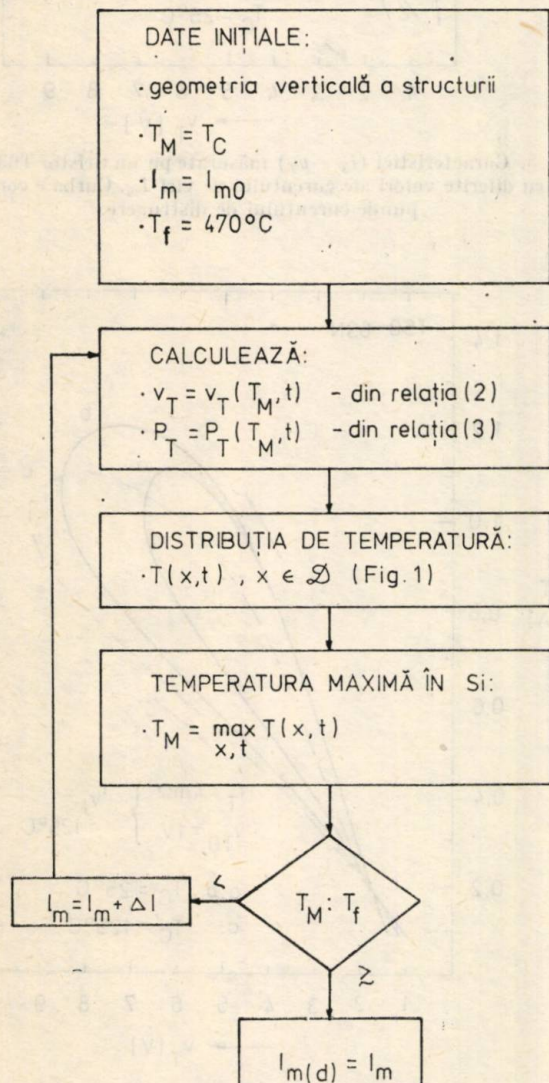


Fig. 2. Algoritmul de estimare a curentului de distrugere — schema logică.

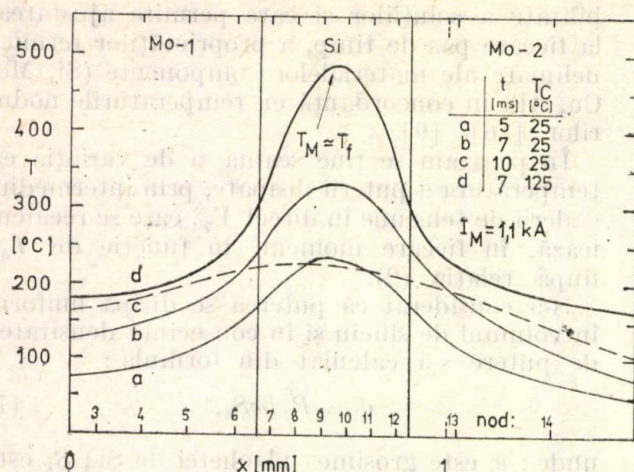


Fig. 3. Distribuția de temperatură în structură, la 3 momente de timp (5, 7, 10 ms), pentru un curent $I_m = 1,1$ kA.

tip T50—T63 (fig. 4), comparîndu-se cu rezultatele obținute prin calcul, care au estimat valori pentru $I_{m(d)}$ cuprinse între 1200 și 1400 A pentru un domeniu de V_{TM} de $1,5 \div 2$ V. Pentru un tiristor cu o cădere de tensiune în direct $V_{TM} = 1,8$ V la curentul $i_T = 200$ A și temperatura joncțiunii $T_{vj} = 125^\circ\text{C}$, temperatura $T_m = 480^\circ\text{C}$ s-a atins pentru $I_m = 1,25$ kA la $T_c = 25^\circ\text{C}$ și $I_m = 1,1$ kA la $T_c = 125^\circ\text{C}$, obținîndu-se o bună concordanță cu datele din figura 4.

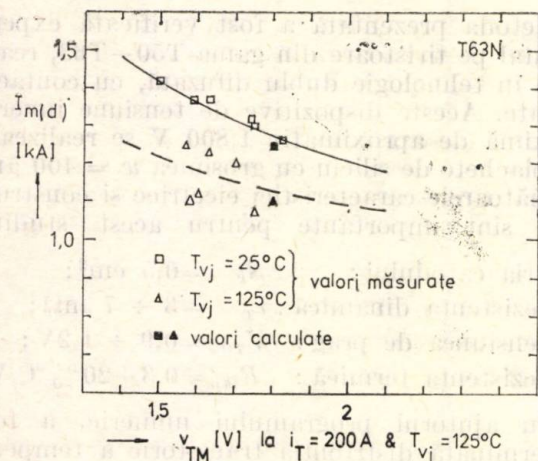


Fig. 4. Dependența curentului de distrugere $I_{m(d)}$ de căderea de tensiune în direct, V_{TM} , dată pentru $i_T = 200$ A și $T_{vj} = 25^\circ\text{C}$ și 125°C . Determinări experimentale.

În figura 5 se prezintă o caracteristică ($i_T - V_T$) măsurată pe un tiristor cu $V_{T0} = 1,15$ V și $r_T = 3,2$ m Ω , la nivele mari de curent ($I_m > 1$ kA). Bucla caracteristicii evidențiază dependența de temperatură a parametrilor aproximației cuasiliniare.

Figura 6 arată o caracteristică ($i_T - V_T$), calculată după algoritmul din figura 2 pentru un tiristor cu $V_{T0} = 1$ V și $r_T = 4$ m Ω (la $T_{vj} = 125^\circ\text{C}$), ținînd seama de dependența $V_{T0}(T)$

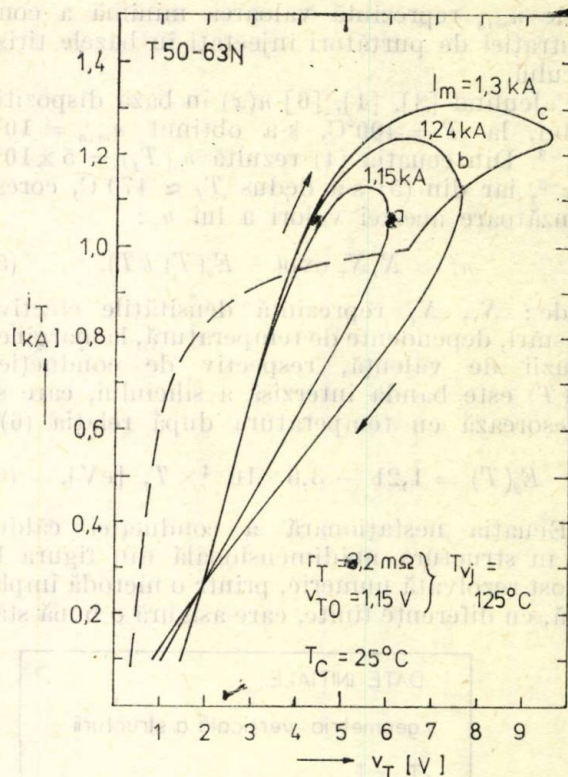


Fig. 5. Caracteristici ($i_T - v_T$) măsurate pe un tiristor T63N, pentru diferite valori ale curentului de vîrf I_m . Curba c corespunde curentului de distrugere.

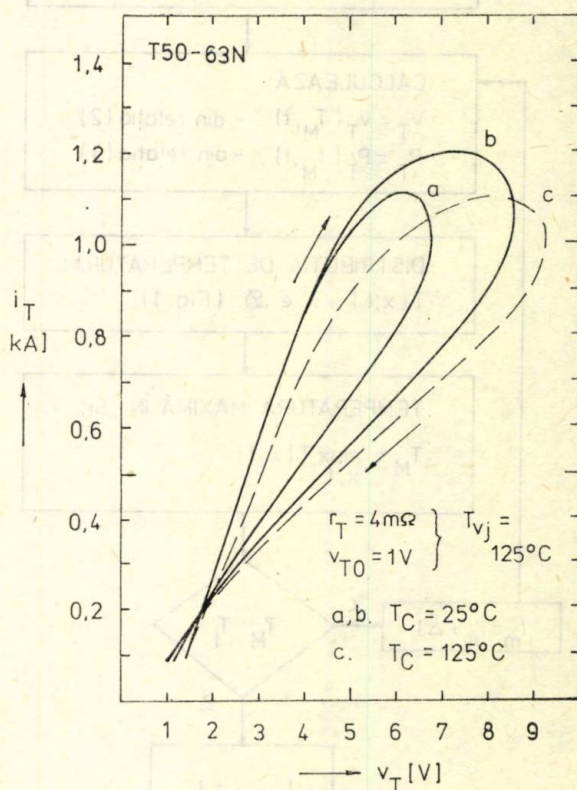


Fig. 6. Caracteristici ($i_T - v_T$) calculate, pentru un tiristor cu $r_T = 4$ m Ω și $V_{T0} = 1$ V la $T_{vj} = 125^\circ\text{C}$, ținînd seama de variația cu temperatura a puterii disipate.

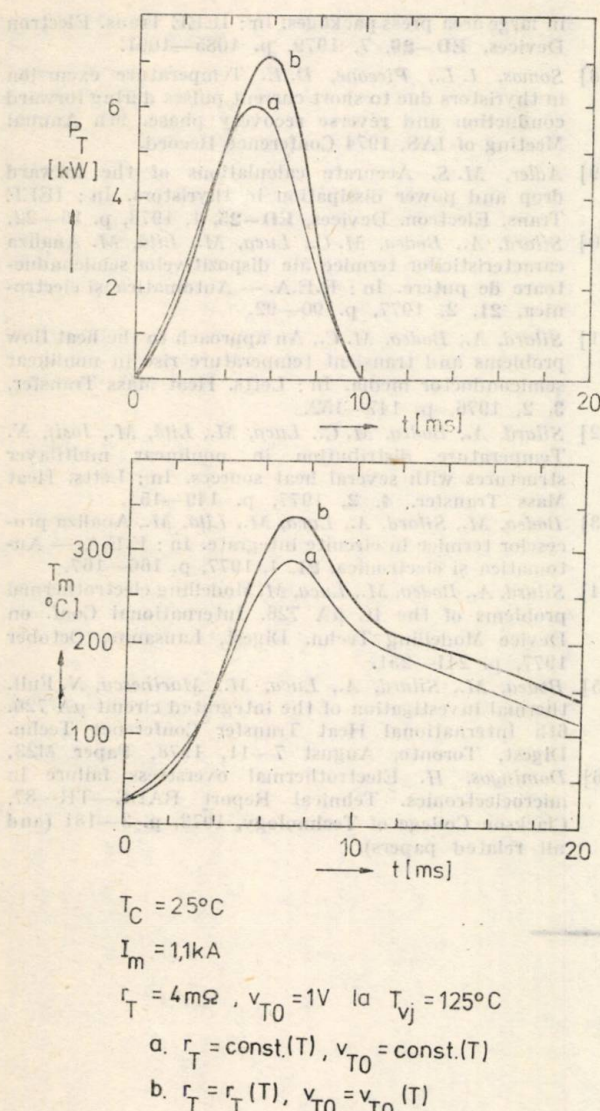


Fig. 7. Variația în timp a puterii disipate P_T și a temperaturii maxime în structură T_m , în cazul: (a) r_T și v_{T0} — constante; (b) r_T și v_{T0} — funcție de temperatură.

și $r_T(T)$, dată de relațiile (9) și (10), determinate experimental:

$$V_{T0}(T) = V_{T0}(T_0) (1 - \alpha \Delta T), \quad (9)$$

$$r_T(T) = r_T(T_0) \exp(\Delta T/T_0), \quad (10)$$

unde: $\Delta T = T - T_0$, iar $T_0 = 125^\circ\text{C}$ ($T_{vj\text{max}}$).

Curbele din figura 7, calculate în două ipoteze (a) $P_T = \text{const.}$ și (b) $P_T = f(T)$, scot în evidență faptul că aproximația liniară, cu parametri constanți, subestimează cu aprox. 15% temperatura maximă din structură, ceea ce conduce la supraestimări ale curentului de distrugere $I_{m(d)}$, aproximativ cu același ordin de mărime.

3. Observații experimentale

La valori foarte mari ale vârfului de curent I_m , apropiate de curentul de distrugere, se observă o ușoară modificare a alurii lui $v_T(t)$ (fig. 8.).

Căderea de tensiune directă scade mai repede (curba d) decât în mod normal (curbele $a \div c$), dacă se depășește o anumită valoare a curentului de vîrf. Acest fapt conduce la ideea creării

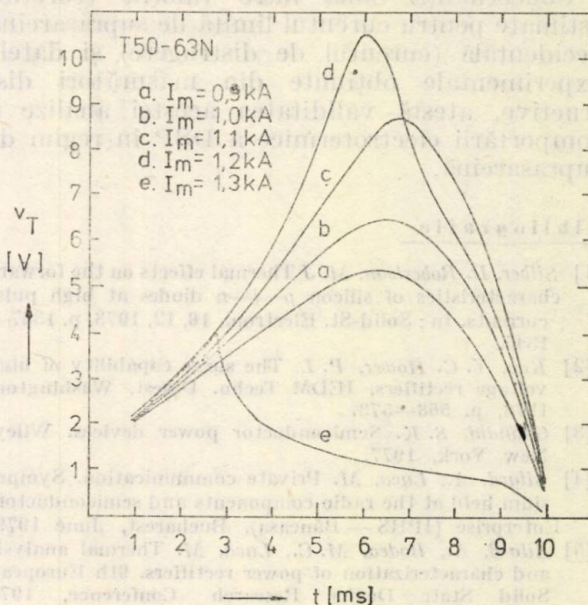


Fig. 8. Curbe $V_T(t)$, măsurate, pe care se observă zona de funcționare normală ($a \div c$), zona de distrugere incipientă (d) și distrugerea totală (e). Curentul aplicat are o formă semisinusoidală.

unei porțiuni topite (microplasmă, punct de filamentare) în masa siliciului, care însă, datorită energiei insuficiente, nu se poate propaga în toată adîncimea structurii. La aplicarea următorului puls de curent (curba e) apare distrugerea, însă la curenți mult mai mici. Acestea se explică prin faptul că localizarea conductivității și filamentarea curentului se produce acum la temperaturi mult mai mici decât T_j , datorită existenței unei perturbări (porțiunea topită anterior) în structura de Si, prin care se aglomerează tot curentul).

O curbă de distrugere în care dispozitivul nu trece prin această fază este reprezentată în figura 5 curba c . În acest caz, I_m a fost, de la început, suficient de mare pentru a se ajunge la temperatura de filamentare (pe o zonă mai largă), creînd un punct de filamentare a curentului, care, la rîndul lui, a dus la topirea unei zone din Si și la distrugerea, ireversibilă, a dispozitivului.

4. Concluzii

Instabilitatea dispozitivului sau distrugerea lui, apare datorită supracreșterii de temperatură în cristalul de Si, în felul următor: creșterea densității de putere q determină o creștere a temperaturii materialului. În zona în care se atinge valoarea de filamentare T_j , siliciul devine conductor, apare o aglomerare a curentului, care face ca densitatea de putere să

crească foarte mult. Supratemperatura astfel creată topeşte local placheta de siliciu, iar dispozitivul se distruge.

Concordanţa bună între valorile teoretice estimate pentru curentul limită de suprasarcină accidentală (curentul de distrugere) şi datele experimentale obţinute din măsurători distructive, atestă validitatea acestei analize a comportării electrotermice a DSP în regim de suprasarcină.

Bibliografie

- [1] Silber, D. Robertson, M. J Thermal effects on the forward characteristics of silicon $p-i-n$ diodes at high pulse currents. In : Solid-St. Electron., **16**, 12, 1973, p. 1337—1346.
- [2] Kao, Y. C. Hower, P. L. The surge capability of high voltage rectifiers, IEDM Techn. Digest, Washington, 1978, p. 568—573.
- [3] Ghandhi, S. K. Semiconductor power devices. Wiley, New York, 1977.
- [4] Silard, A., Luca, M. Private communication. Symposium held at the radio components and semiconductors Enterprise (IPRS — Băneasa), Bucharest, June 1979.
- [5] Silard, A., Bodea, M. C., Luca, M. Thermal analysis and characterization of power rectifiers. 9th European Solid State Device Research Conference, 1979 ESSDERC Techn. Digest, München, p. 20—21.
- [6] Silard, A., Bodea, M. C., Luca, M. Predicting the surge capability of power thyristors. In : Electron Letts., **16**, 9, 1980, p. 325—327.
- [7] Adler, M. S., Glascock, H. H. Investigation of the surge characteristics of power rectifiers and thyristors in large area press packages. In : IEEE Trans. Electron Devices, **ED-26**, 7, 1979, p. 1085—1091.
- [8] Somos, I. L., Piccone, D. E. Temperature excursion in thyristors due to short current pulses during forward conduction and reverse recovery phase. 9th Annual Meeting of IAS, 1974 Conference Record.
- [9] Adler, M. S. Accurate calculations of the forward drop and power dissipation in thyristors. In : IEEE Trans. Electron. Devices, **ED-25**, 1, 1978, p. 16—22.
- [10] Silard, A., Bodea, M. C., Luca, M., Liţă, M. Analiza caracteristicilor termice ale dispozitivelor semiconductoare de putere. In : E.E.A. — Automatica şi electronica, **21**, 2, 1977, p. 90—92.
- [11] Silard, A., Bodea, M. C., An approach to the heat flow problems and transient temperature rise in nonlinear semiconductor media. In : Letts. Heat Mass Transfer, **3**, 2, 1976, p. 147—152.
- [12] Silard, A., Bodea, M. C., Luca, M., Liţă, M., Iosif, N. Temperature distribution in nonlinear multilayer structures with several heat sources. In : Letts. Heat Mass Transfer, **4**, 2, 1977, p. 149—154.
- [13] Bodea, M., Silard, A., Luca, M., Liţă, M., Analiza proceselor termice în circuite integrate. In : E.E.A. — Automatica şi electronica, **21**, 4, 1977, p. 166—167.
- [14] Silard, A., Bodea, M., Luca, M. Modelling electrothermal problems of the IC μA 726. International Conf. on Device Modelling Techn. Digest, Lausanne, October 1977, p. 241—251.
- [15] Bodea, M., Silard, A., Luca, M., Marinescu, N. Full thermal investigation of the integrated circuit μA 726. 6th International Heat Transfer Conference Techn. Digest, Toronto, August 7—11, 1978, Paper M23.
- [16] Domingos, H. Electrothermal overstress failure in microelectronics. Technical Report RADC—TR—87, Clarkson College of Technology, 1973, p. 3—181 (and all related papers).

**Lucrări prezentate la CAS/ICCE — 1981 și premiate
la CAS/ICCE — 1982**

- 1.1 Difuzii adinci de aluminiu din sursă solidă pentru obținerea diodelor redresoare de înaltă tensiune și a coloanelor redresoare :

I. Lingray, IPRS Băneasa ; G. Dinoiu, ICCE București

- 1.2 Investigarea defectelor structurale ale straturilor semiconductoare și dielectrice :

A. Păunescu, IPRS Băneasa

2. Microcalculator modular specializat pentru sisteme automate de testare :

A. Olariu, S. Gozner, ICCE București

- 3.1 Analiza și modelarea tranzistoarelor MOSFET cu poartă dublă :

R. Bîrsan, ICCE București

- 3.2 Analiza bidimensională a tranzistoarelor de putere în condiții neizoterme :

M. D. Profirescu, M. Mateescu, G. Mateescu, IPB

4. Emulator universal pentru sisteme cu microprocesor :

M. Niculescu, M. Statovici, D. Sturza, G. Voicu, ICCE

5. Determinarea analitică a distribuțiilor staționare de temperatură în circuite integrate monolitice :

M. Bodea, M. Ionescu, H. Vișan, A. Silard, IPB

6. Modelarea bidimensională a tranzistoarelor bipolare puternic dopate :

M. D. Profirescu, H. Moarcăș, O. Marinescu, IPB

7. Structura de interfață a contactelor Ni/Si realizate prin depunere chimică :

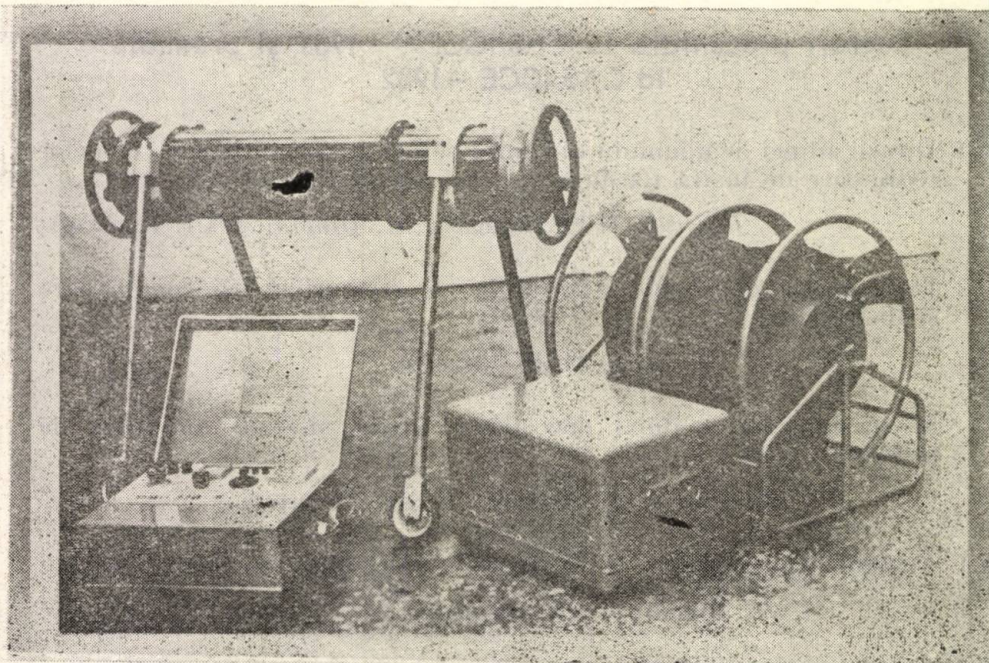
P. A. Dan, G. Popovici, IPRS, Gh. Brezeanu, IPB

8. Memorie cuasistatică dubluport pentru sisteme multimicroprocesor :

M. Niculescu, M. Statovici, ICCE București

Aparat mobil cu raze X—RAP—220

pentru controlul nedistructiv atât prin raze dirijate,
cît și panoramice



Acest aparat este un instrument indispensabil în controlul calității:

- sudurilor,
- gazoductelor,
- diferitor structuri metalice.

Caracteristici tehnice

Tensiunea anodică a tubului de raze X, kV	220
Curentul anodic al tubului de raze X, mA	5
Puterea absorbită, kVA	2
Dimensiunea petei focale, mm :	
în regim de fascicul dirijat, sub un unghi solid de 50°	1,6 × 1,6
în regim de raze panoramice, sub un unghi de ieșire de 360° × 30°	5,0 × 0,5

Exportator :

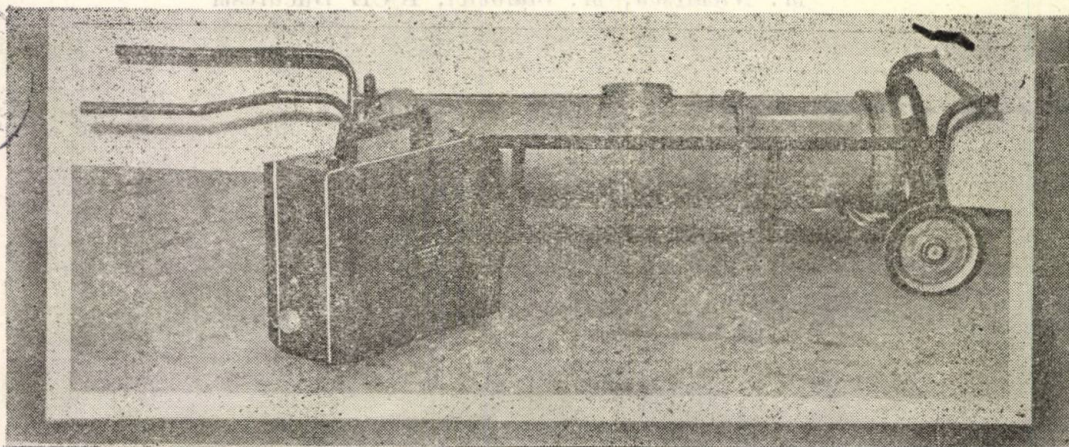


Techsnabexport
USSR MOSCOW

32/34 Bd. Smolenskaya—Sennaya ; 121200

Moscova, U.R.S.S. ; Telefon : 244—32—85;

Telex : 411328 TSE SU

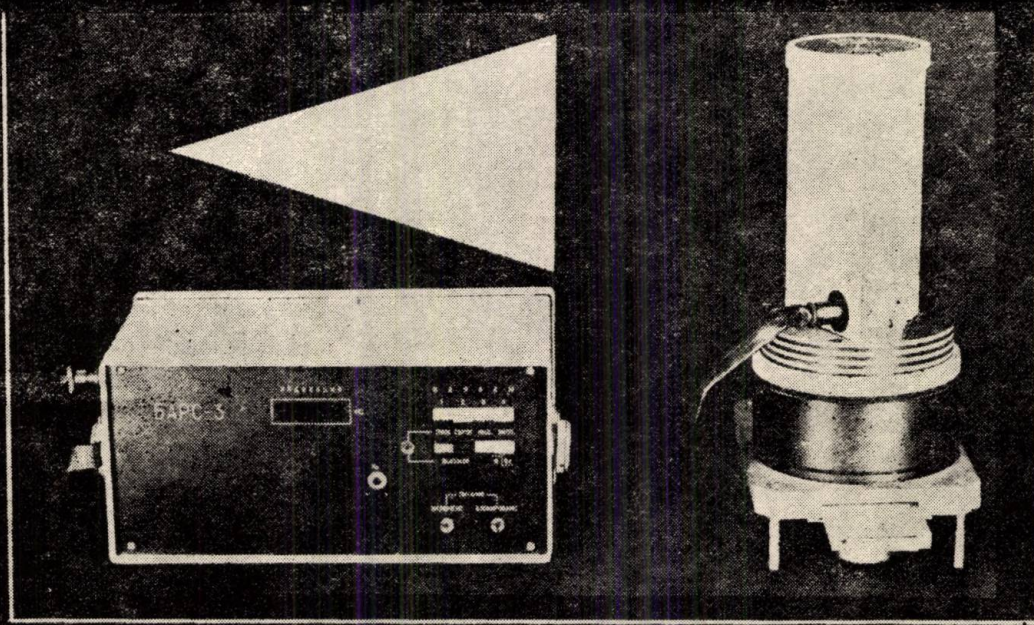


Analiză rapidă in situ cu ajutorul unui nou aparat

BARS-3

BARS-3 analizor fără cristal cu raze X, portabil, destinat efectuării unei analize cantitative complexe rapide a compoziției chimice a diferitelor materiale.

BARS-3 se poate utiliza în geologie pentru analiza rocilor direct în terenul unde se efectuează prospecțiunea geologică; în siderurgie și metalurgia metalelor neferoase pentru analiza compoziției aliajelor, controlul și rebutarea diverselor materiale stocate într-un depozit.



Înaltă sensibilitate de prag, gamă largă a elementelor analizate, fiabilitate și portabilitate sînt avantaje ale noului aparat BARS-3

Caracteristici tehnice principale :

Gama de elemente analizate :

seria K	de la Ca la Mo
seria L	de la Ta la U
Sensibilitate de prag, ‰	pînă la 0,05
Concentrația elementelor analizate	pînă la 100
Durata unei analize, min	de la 1 la 4
Reproducerea rezultatelor analizei (erorile de bază datorate instrumen- tului, ‰)	0,8

Tensiunea de alimentare, V :

sector alternativ de 50/60 Hz 220 ± 22
sursă de curent continuu 18 ± 2

Puterea absorbită, VA :

la pornirea de la sursa de c.c 25
la pornirea de la sectorul alter-
nativ .60

Dimensiuni de gabarit, mm

ale captatorului	$316 \times 156 \times 156$
ale pupitrului de comandă	$360 \times 160 \times 190$

Masa aparatului, kg

13

În anul 1982, la Tîrgul Internațional de la Plovdiv, aparatul a fost distins cu Medalia de Aur.

EXPORTATOR :

 **Techsnabexport**
USSR MOSCOW

32/34 Bd. Smolenskaya-Sennaya ; 121200
Moscova, U.R.S.S. ; Telefon : 244-32-85;
Telex : 411328 TSE SU

1983 SEP 18

E 20401



Elektrotech

Electrotehnica Electronica Automatica

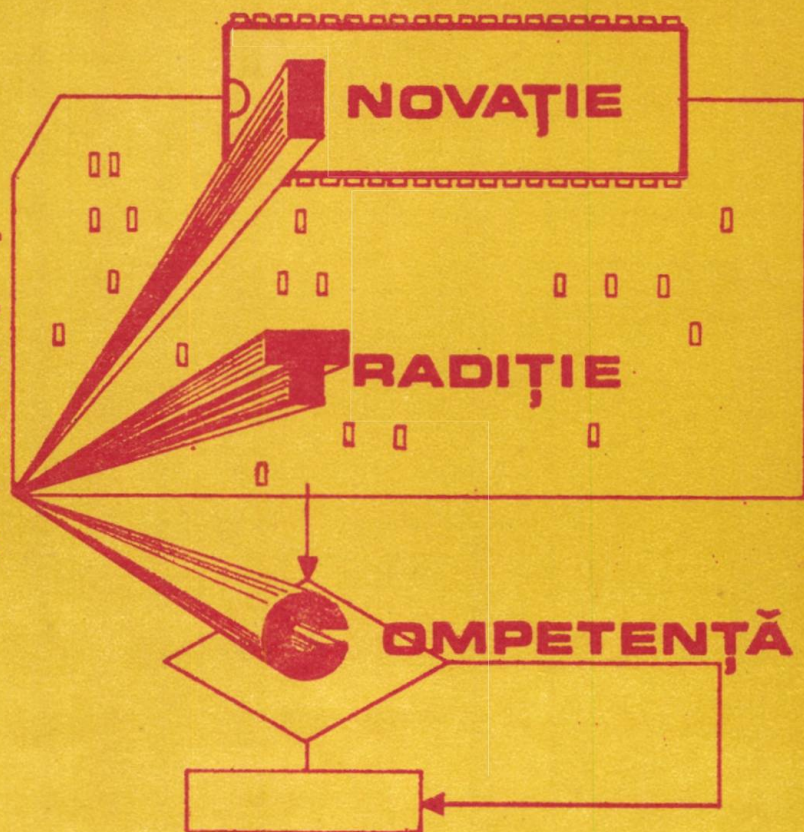
AUTOMATICA ŞI ELECTRONICA • BUCUREŞTI • ANUL 27 • NR. 2 • Iunie 1983

**CENTRUL DE CER-
CETARE ȘTIINȚIFICĂ,
INGINERIE TEHNOLO-
GICĂ ȘI PRODUCȚIE
INDUSTRIALĂ PEN-
TRU TEHNICA DE
CALCUL,**

**FILIALA
CLUJ-NAPOCA**

Str. Republicii Nr. 109

TELEFON: 951-26060



**atunci când
rezolvăm probleme ale
activității dumneavoastră**

- Informaticienii noștri sînt un partener ideal pentru specialiștii în domeniul sistemelor de operare.

- Eficiența programelor utilitare produse la noi ne preocupă permanent.

- Laboratoarele software realizează compilatoare pentru cele mai răspîndite limbaje de programare de nivel înalt.

- Inginerii noștri cu o bogată experiență în domeniul sistemelor logice bazate pe microprocesoare și în domeniul componentelor software pentru calculatoare vă pot acorda tot sprijinul.

- O preocupare cu tradiție a specialiștilor noștri este implantarea ionică. Realizăm atît instalații de implantare ionică, cît și structuri semiconductoare prin implantare.

- Între ultimele noastre preocupări intră informatica medicală și comenziile numerice la mașini-unelte.

ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ȘI AUTOMATICA

Anul 27

Nr. 2

iunie 1983

AUTOMATICA ȘI ELECTRONICA

CUPRINS

CZ 621.391.83 : 681.3

IMAGINI DIGITALE ALGORITMI DE PRELUCRARE

Bocu, M., Nedevschi, S., Terec, A.: Prelucrări de imagini pentru aplicații în medicină și robotică.

E.E.A. — Automatica și electronica 27, nr. 2, iunie 1983, p. 49

Se prezintă unele metode de prelucrare curentă a imaginilor digitale și implementarea algoritmilor respectivi pe un sistem unic de achiziție și prelucrare.

CZ 621.3.018 : 681.3

MICROPROCESOARE PRELUCRAREA IMAGINII

Pătru, M., Selinger, S.: Un procesor specializat pentru prelucrarea imaginilor.

E.E.A. — Automatica și electronica 27, nr. 2, iunie 1983, p. 53

Prin construcția procesorului specializat s-a urmărit micșorarea timpului de prelucrare a imaginilor în comparație cu cel necesar, folosind un calculator universal. Acest aparat, este realizat cu microprocesor de tip bit-slice în tehnologia bipolară rapidă. Procesorul specializat face parte dintr-un sistem grafic, fiind comandat prin macroinstrucțiuni de execuție de către un procesor universal.

CZ 621.3.018 : 621.396.822

MICROPROCESOR INTERFEȚE

Buzaș, G. ș.a.: Terminal de vizualizare TELEROM V2.

E.E.A. — Automatica și electronica 27, nr. 2, iunie 1983, p. 56

Lucrarea tratează arhitectura unei noi familii de terminale de vizualizare. Se prezintă mai detaliat realizările originale: organizarea memoriei, logica de vizualizare. Dispozitivul poate fi echipat fie cu interfață de comunicație serie, fie cu interfață paralelă și se cuplează la calculator direct sau printr-o unitate de legătură.

CZ 681.3 : 621.3-5

COBOL ECHIPAMENT DE CALCUL

Handrea, M. ș.a.: Comparație între limbajele COBOL SIRIS și COBOL AMS.

E.E.A. — Automatica și electronica 27, nr. 2, iunie 1983, p. 59

În articol se face o comparație între două implementări ale limbajului COBOL frecvent utilizate la noi în țară: COBOL SIRIS pe calculatoarele din gama FELIX și COBOL AMS pe minicalculatoarele INDEPENDENT și CORAL. Sunt prezentate deosebiriile majore dintre cele două implementări la nivel de limbaj de programare.

CZ 621.373

ZONA VIRTUALĂ DE MANEVRĂ COMPILATOR

Prodan, A.: Zonă virtuală de manevră folosită de compilatorul COBOL AMS.

E.E.A. — Automatica și electronica 27, nr. 2, iunie 1983, p. 67

Mai mult de 75% din timpul de compilare este consumat cu operații de aranjare și regăsire a unor informații în tabe-

le și fișiere intermediare. Performanțele unui compilator depind în mare măsură de rapiditatea cu care se execută aceste operații. Lucrarea prezintă modul în care a fost rezolvată această problemă în cazul compilatorului COBOL AMS.

CZ 621.352

DEPANATOR COBOL

Prichici, P.: Depanatorul interactiv COBOL-CID.

E.E.A. — Automatica și electronica 27, nr. 2, iunie 1983, p. 73

CID-ul este un program utilitar pus la dispoziția utilizatorilor COBOL AMS V3 pentru depanarea programelor în mod interactiv. Principalele funcții ale CID-ului sînt: examinarea și modificarea datelor în programul COBOL (comenzile: EXAMINE și DEPOSIT); fixarea, afișarea și anularea punctelor de întrerupere (comenzile: SET BREAKPOINT, SHOW BREAKPOINT și CANCEL BREAKPOINT); urmărirea execuției programului (comenzile: GO și EXIT).

CZ 621.396.2 : 535.7

LIMBAJ DE PROGRAMARE COMPILATOR

Negrescu, L. ș.a.: Implementarea limbajului CPL1 pe minicalculatoare de fabricație românească.

E.E.A. — Automatica și electronica 27, nr. 2, iunie 1983, p. 75

Se descrie implementarea limbajului CPL1 pe minicalculatoare de fabricație românească, ca subset al limbajului PL1. Compilatorul limbajului CPL1 s-a implementat scriindu-se în CDL. Se prezintă documentația de utilizare a limbajului CPL1.

CZ 621.3.012 : 621.373

REDUCERE ZGOMOT ELECTRONICĂ

Căpățînă, O.: Tehnici de reducere a zgomotului.

E.E.A. — Automatica și electronica 27, nr. 2, iunie 1983, p. 78

Lucrarea se referă la aspectele practice ale reducerii și înlăturării zgometelor din echipamentele electronice și se adresează inginerilor din domeniul proiectării, prezentînd și reguli practice pentru reducerea și înlăturarea efectelor zgomotului din aparatura electronică.

CZ 535.6 : 537.12

NUMĂR CROMATIC GRAFE BIPARTITE

Kramer, Fl., Kramer, H.: Asupra numărului cromatic $\gamma(3, G)$ al grafelor bipartite.

E.E.A. — Automatica și electronica 27, nr. 2, iunie 1983, p. 85

În lucrare se determină delimitări pentru numărul cromatic $\gamma(3, G)$ al grafelor bipartite de grad maxim 3 și respectiv 8.

COMITETUL DE REDACȚIE

Prof. dr. doc. șt. tehn. ing. I. S. ANTONIU, membru coresp. al Academiei R. S. România; prof. dr. ing. C. APETREI; acad. dr. doc. șt. tehn. ing. A. AVRAMESCU; ing. I. BĂTRINA; prof. dr. doc. șt. tehn. ing. N. BOȚAN; dr. ing. C. BULUCEA; dr. ing. V. BUNEA; prof. dr. ing. S. CALIN; prof. dr. ing. V. CATUNEANU; ing. V. CEOCEONICĂ; prof. dr. doc. șt. tehn. ing. V. CORLĂTEANU; prof. dr. ing. T. DORDEA; prof. dr. ing. M. DRĂGĂNESCU; prof. dr. ing. S. FLOREA; prof. dr. ing. M. HĂNGĂNUȚ; prof. dr. doc. șt. tehn. ing. G. HORTOPAN; ing. I. ILIESCU; ing. V. LEFTER; dr. ing. A. MILLEA; prof. dr. doc. șt. tehn. ing. C. MOCANU; prof. dr. ing. A. NICOLAIDE; ing. A. POPA; prof. dr. ing. S. PUȘCAȘU; acad. prof. dr. șt. tehn. ing. REMUS RĂDULEȚ; ing. M. SÎRBU; dr. ing. VALERIUS STANCIU, redactor resp. adjunct; dr. ing. FLORIN TEODOR TANĂSESCU, redactor responsabil.

Redactor rubrică : GRETA ANDREI
Tehnoredactor : CORNELIA CRISTESCU

СОДЕРЖАНИЕ

УДК 621.391.83 : 681.3

ЦИФРОВЫЕ ИЗОБРАЖЕНИЯ АЛГОРИФМЫ ОБРАБОТКИ

Боку, М., Недевски, С., Терек, А.: Обработка изображений для применений в области медицины и роботики.

Е.Е.А. — Automatica și electronica 27, № 2, июнь 1983, стр. 49

Представлены методы современной обработки цифровых изображений и введение соответствующих алгоритмов в единую систему приобретения и обработки.

УДК 621.3.018 : 681.3

МИКРОПРОЦЕССОРЫ ОБРАБОТКА ИЗОБРАЖЕНИЯ

Петру, М., Селингер, С.: Специализированный процессор для обработки изображений.

Е.Е.А. — Automatica și electronica 27, № 2, июнь 1983, стр. 53

Конструкцией специализированного процессора преследовалось сокращение времени обработки изображений сравнительно с необходимым временем при использовании универсальной ЭВМ. Этот аппарат осуществлен с введением микропроцессора типа bit-slice в скоростной биполярной технологии. Специализированный процессор является частью графической системы, и управляется микроинструкциями исполнения через универсальный микропроцессор.

УДК 621.3.018 : 621.396.822

МИКРОПРОЦЕССОР ПОВЕРХНОСТИ РАЗДЕЛА (ИНТЕРФЕЙСЫ)

Бузаш, Г. и др.: Переходное устройство визуализации TELEROM.

Е.Е.А. — Automatica și electronica 27, № 2, июнь 1983, стр. 56

В работе рассматривается архитектура всей цепи переходных устройств визуализации. Более подробно представлены оригинальные решения: организация памяти, логика визуализации. Устройство может быть оснащено серийным или параллельным интерфейсом и присоединяется к ЭВМ непосредственно или посредством связующего блока.

УДК 681.3 : 621.3—5

КОБОЛ ЭЛЕКТРОННО-ВЫЧИСЛИТЕЛЬНОЕ ОБОРУДОВАНИЕ

Хандра, М. и др.: Сравнение языков КОБОЛ SIRIS и КОБОЛ AMS.

Е.Е.А. — Automatica și electronica 27, № 2, июнь 1983, стр. 59

В статье проводится сравнение двух способов применения языков КОБОЛ обычно используемых в нашей стране: КОБОЛ SIRIS в ЭВМ семейства FELIX, а КОБОЛ AMS в мини-ЭВМ INDEPENDENT и CORAL. Представлены основные различия между этими двумя способами применения на уровне системы программирования.

УДК 621.373

ВИРТУАЛЬНАЯ РАБОЧАЯ ЗОНА ВИРТУАЛЬНЫЙ АДРЕС РАБОЧИЙ ВЕКТОР

Продан, А.: Виртуальная зона рабочей используется компилятором КОБОЛ AMS.

Е.Е.А. — Automatica și electronica 27, № 2, июнь 1983, стр. 67

Более 75% от времени компилирования затрачивается на приведение в порядок и отыскание информации в та-

блицах и промежуточных карточках. Возможности компилятора в значительной степени зависят от скорости выполнения вышеупомянутых операций. В работе представлен способ разрешения этой задачи в случае компилятора КОБОЛ AMS.

УДК 621.352

УСТРОЙСТВО ОПРЕДЕЛЕНИЯ ДЕФЕКТОВ СМЕЩЕНИЕ

Прикич, П.: Взаимодействующая отладочная программа КОБОЛ—CID.

Е.Е.А. — Automatica și electronica 27, № 2, июнь 1983, стр. 73

CID является утилитарной программой предоставленной в распоряжение использующих КОБОЛ AMS V3 для отладки программ способом взаимодействия. Основными функциями CID-а являются: исследование и изменение данных в программе отладки (команды: EXAMINE и DEPOSIT); определение, обозначение и анулирование BREAKPOINT точек перерыва (команды: SET BREAKPOINT и CANCEL BREAKPOINT); контроль за исполнением программы (команды: GO и EXIT).

УДК 621.396.2 : 535.7

ЯЗЫК ПРОГРАММИРОВАНИЯ КОМПИЛЯТОР

Негреску, Л. и др.: Введение языка CPL1 в мини-ЭВМ румынского производства.

Е.Е.А. — Automatica și electronica 27, № 2, июнь 1983, стр. 75

Описывается введение языка CPL1 в мини-ЭВМ румынского производства, как подмножества языка PL1. Компилятор языка CPL1 введен написанием в SDL. Представляется документация применения языка CPL1.

УДК 621.3.012 : 621.373

ПОНИЖЕНИЕ ШУМА ЭЛЕКТРОНИКА

Кэпэцине, О.: Техника понижения шума в логических системах.

Е.Е.А. — Automatica și electronica 27, № 2, июнь 1983, стр. 78

Работа касается практических аспектов сокращения и устранения шумов из электронного оборудования и обращается к инженерам-проектировщикам, привнося практические указания для этого.

УДК 535.6 : 537.12

ХРОМАТИЧЕСКОЕ ЧИСЛО ГРАФЫ БИПАРТИТНЫЕ

Крамер, Ф., Крамер, Х.: О хроматическом числе $\gamma(3, G)$ бипартитных графов.

Е.Е.А. — Automatica și electronica 27, № 2, июнь 1983, стр. 85

В работе определяются ограничения для хроматического числа $\gamma(3, G)$ бипартитных графов максимально 3-ей степени и соответственно.

INHALT

DK 621.391.83 : 681.3

DIGITALE BILDER BEARBEITUNGSGALGORITHMEN

Bocu, M., Nedevschi, S., Terec, A. : Bildbearbeitungen für Anwendungen in der Medizin und Robotertechnik.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 27, Nr. 2, Juni 1983, S. 49

Es werden hiermit etliche laufende Bearbeitungsverfahren der digitalen Bilder und die Einführung betreffender Algorithmen in ein einziges Anschaffungs- und Bearbeitungssystem, dargestellt.

DK 621.3.018 : 681.3

MIKROPROZESSRECHNER BILDBEARBEITUNG

Pătru, M., Selinger, S. : Ein zur Bildbearbeitung geeigneter Mikroprozessrechner.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 27, Nr. 2, Juni 1983, S. 53

Durch den Aufbau des spezialisierten Vorgangs verfolgte man die Verringerung der Zeit für die Bildbearbeitung im Vergleich zu der erforderlichen Zeit und dazu bediente man sich eines universalen Rechners. Dies Gerät wurde mit Mikroprozessrechner bit-slice in schneller zweipoliger Technologie hergestellt. Der spezialisierte Prozessrechner ist Bestandteil eines graphischen Systems und wird von einem universalen Prozessrechner durch Ausführungsmakroanweisungen gesteuert.

DK 621.3.018 : 621.396.822

MIKROPROZESSRECHNER INTERFACE

Buzaș, G. u.a. : Endstelle zur Visualisierung TELEROM V2.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 27, Nr. 2, Juni 1983, S. 56

Es wird hier über die Bauart einer neuen Familie von Visualisierungsendstellen berichtet. Die originellen Errungenschaften werden ausführlicher bekanntgemacht: des Speichers, Visualisierungslogik. Die Vorrichtung kann entweder mit Serienverbindung-Interface oder mit paralleler Interface bestückt werden und wird direkt an den Rechner oder mittels einer Verbindungseinheit angekoppelt.

DK 681.3 : 621.3—5

COBOL RECHENAUSRÜSTUNG

Handrea, M. u.a. : Vergleich unter den Sprachen COBOL SIRIS und COBOL AMS.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 27, Nr. 2, Juni 1983, S. 59

Dieser Artikel ist zwar ein Vergleich zwischen zwei Sprachen: COBOL SIRIS bei uns häufig gebraucht bei den FELIX-Rechnern und COBOL AMS die Anwendung zum INDEPENDENT- und CORAL- Mikrorechner finden. Schlussfolgernd werden die Unterschiede auf dem Gebiet der Programmierungssprache angezeigt.

DK 621.373

VIRTUELLE MANÖVERZONE KOMPILATOR

*Prodan, A. : Virtuelle Manöverzone angewandt vom Kompi-
lator COBOL AMS.*

E.E.A. — *Automatica și electronica* 27, Nr. 2, Juni 1983, S. 67

Mehr als 75 % der Kompilationszeit wird durch Anordnungs- und Wiederfindungsoperationen der Nachrichten in Tafeln und vermittelnden Karteien verzehrt. Im grossen Mass sind die Höchstleistungen eines Kompilators abhängig von der Geschwindigkeit dieser Operationen. Das Werk macht uns bekannt wie dieses Problem im Falle des Kompilators COBOL AMS erledigt wurde.

DK 621.352

STÖRUNGSBESEITIGUNGSGERÄT COBOL

Prihici, P. : Interaktives Störungsbeseitigungsgerät COBOL — CID.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 27, Nr. 2, Juni 1983, S. 73

CID ist ein utilitarisches Programm das zur Verfügung der COBOL AMS V3 Anwender für die Störungsbeseitigung der Programme gestellt wurde. Die wichtigsten Funktionen sind: Prüfung und Änderungen der Daten im COBOL-Programm (Bestellungen: EXAMINE und DEPOSIT); Befestigung, Anschlagen und Aufhebung der Unterbrechungspunkte (Bestellungen: SET BREAKPOINT, SHOW BREAKPOINT und CANCEL BREAKPOINT); Verfolgung der Programmausführung (Bestellungen: GO und EXIT).

DK 621.396.2 : 535.7

PROGRAMMIERUNGSSPRACHE KOMPILATOR

Negrescu, L. u.a. : Einführung der CPLI-Sprache in den Mikrorechner rumänischer Herstellung.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 27, Nr. 2, Juni 1983, S. 75

Das Werk beschreibt die Einführung der CPLI-Sprache in die Mikrorechner rumänischer Herstellung, als Untersatz der PLI-Sprache. Der Kompilator der CPLI-Sprache wurde durch CDL-Schreiben eingeleitet. Weiterhin stellt man die Dokumentation zum Gebrauch der CPLI Sprache dar.

DK 621.3.012 : 621.373

LÄRMVERMINDERUNG ELEKTRONIK

Căpălină, O. : Lärmverminderungsverfahren.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 27, Nr. 2, Juni 1983, S. 78

Das Werk bezieht sich auf praktische Gesichtspunkte der Lärmverminderung und Lärmbeseitigung aus elektronischen Ausrüstungen und wendet sich an die Ingenieure des Projektierungsbereiches und stellt praktische Regeln zur Verminderung und Beseitigung der Lärmwirkungen aus elektronischer Apparatur dar.

DK 535.6 : 537.12

CHROMATISCHE ZAHL PAARE GRAPHEN

Kramer, Fl., Kramer, H. : Über die chromatische Zahl γ (3, G) der paaren Graphen.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 27, Nr. 2, Juni 1983, S. 85

Es werden hier Abgrenzungen für die chromatische Zahl γ (3, G) der paaren Graphen höchsten Grades 3, ermittelt δ .

CONTENTS

DC 621.391.83 : 681.3

DIGITAL IMAGES PROCESSING ALGORITHMS

Bocu, M., Nedevschi, S., Terec, A. Images processing for medicine and robotics applications.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 27, no. 2, june 1983, p. 49

Certain current methods for digital images processing and the related algorithms implementations on a single acquisition and processing system, are presented.

DC 621.3.018 : 681.3

MICROPROCESSORS IMAGE PROCESSING

Pătru, M., Selinger, S.: A processor specially designed for image processing.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 27, no. 2, june 1983, p. 53

By this specially designed processor one has had in view the reduction of the image processing time, as compared to that required by a universal computer. This equipment is based on a bit-slice type microprocessor, and it is developed according to the high speed bipolar technology. The specialized processor is a component part of a graphic system; it is controlled through execution macroinstructions by a universal processor.

DC 621.3.018 : 621.396.822

MICROPROCESSOR INTERFACES

Buzaș, G. a.o. : TELEROM V2 visualization terminal.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 27, no. 2, june 1983, p. 56

The paper deals with the architecture of a new family of visualization terminals. The original developments are more thoroughly described: memory organization, visualization logic. The device can be provided either with a series communication interface, or with a parallel interface, and it is connected to the computer directly, or through a linking unit.

DC 681.3 : 621.3—5

COBOL COMPUTING EQUIPMENT

Handrea, M. a.o. : A comparison between COBOL SIRIS and COBOL AMS languages.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 27, no. 2, june 1983, p. 59

A comparison is made between the two COBOL language implementations, frequently used in our country: COBOL SIRIS on FELIX-range computers, and COBOL AMS on INDEPENDENT and CORAL minicomputers. The major differences between the two implementations relative to the programming language, are presented.

DC 621.373

VIRTUAL HANDLING AREA COMPILER

Prodan, A. : Virtual handling area used by the COBOL AMS compiler.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 27, no. 2, june 1983, p. 67

More than 75% of the compiling time is consumed for setting and retrieving the informations in tables and intermediary to a great extent, on the speed of these operations. The paper describes the way this problem has been solved in the case of the COBOL AMS compiler.

DC 621.352

DEBUGGER COBOL

Prichici, P. : COBOL-CID interactive debugger.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 27, no. 2, june 1983, p. 73

The CID is a utility program available for the COBOL AMS V3 users, for interactively debugging the programs. The main functions of the CID are: checking and changing the data in the COBOL programs (commands: EXAMINE and DEPOSIT); setting, displaying and cancelling the breaking points (commands: SET BREAKPOINT, SHOW BREAKPOINT and CANCEL BREAKPOINT); monitoring the program execution (commands: GO and EXIT).

DC 621.396.2 : 535.7

PROGRAMMING LANGUAGE COMPILER

Negrescu, L. a.o. : The CPL 1 language implementation on a Romania-made minicomputer.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 27, no. 2, june 1983, p. 75

The CPL 1 language implementation on Romania-made minicomputers, as a subset of the PL 1 language, is described. The CPL 1 language compiler has been implemented and written in CDL. The documentation for CPL 1 language usage, is presented.

DC 621.3.012 : 621.373

NOISE REDUCTION ELECTRONICS

Căpățînă, O. : Techniques for noise reduction.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 27, no. 2, june 1983, p. 88

The paper deals with the practical aspects of the noise reduction and removal in electronic equipments. It is of interest for the design engineers. The paper also presents practical rules for reducing and removing noise effects in electronic equipments.

DC 535.6 : 537.12

CHROMATIC NUMBER BIPARTITE GRAPHS

Kramer, Fl., Kramer, H. : Considerations on the chromatic number $\gamma(3, G)$ of the bipartite graphs.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 27, no. 2, june 1983, p. 85

Upper bounds for the chromatic number $\gamma(3, G)$ of the bipartite graphs of maximum degree 3 and δ respectively, are determined.

SOMMAIRE

CD 621.391.83 : 681.3

IMAGES DIGITALES ALGORITHMES DE TRAITEMENT

Bocu, M., Nedevschi, S., Terec, A. : Traitements d'images pour des applications en médecine et en robotique.

E.E.A. — Automatica și electronica 27, nr. 2, iunie 1983, p. 49

On présente des méthodes de traitement courant des images digitales et l'implémentation des algorithmes respectifs sur un système unique d'acquisition et de traitement.

CD 621.3.018 : 681.3

MICROPROCESSEURS TRAITEMENT D'IMAGE

Pătru, M., Selinger, S. : Un processeur spécialisé pour le traitement d'images.

E.E.A. — Automatica și electronica 27, nr. 2, iunie 1983, p. 53

Par la réalisation du processeur spécialisé on a poursuivi la diminution du temps de traitement d'images par rapport au temps nécessaire, en utilisant un ordinateur universel. Cet appareil est réalisé avec un microprocesseur de type bit-slice en technologie bipolaire rapide. Le processeur spécialisé fait partie d'un système graphique, commandé par un processeur universel, en appliquant des macroinstructions d'exécution.

CD 621.3.018 : 621.396.822

MICROPROCESSEUR INTERFACES

Buzaș, G. ș.a. : Le terminal de visualisation TELEROM V2.

E.E.A. — Automatica și electronica 27, nr. 2, iunie 1983, p. 56

L'ouvrage traite sur l'architecture d'une nouvelle famille de terminaux de visualisation. On y présente d'une manière plus détaillée les réalisations originales : l'organisation de la mémoire, la logique de visualisation. Le dispositif peut être muni soit d'une interface de communication série, soit d'une interface parallèle et peut être couplé directement à l'ordinateur, ou par l'intermédiaire d'une unité de liaison

CD 681.3 : 621.3 - 5

COBOL EQUIPEMENT DE CALCUL

Handrea, M. ș.a. : Comparaison entre les langages COBOL SIRIS et COBOL AMS.

E.E.A. — Automatica și electronica 27, nr. 2, iunie 1983, p. 59

Dans l'article on fait une comparaison entre deux implémentation du langage COBOL utilisés souvent dans notre pays : COBOL SIRIS sur les ordinateurs de la gamme FELIX et COBOL AMS, sur les minicalculateurs INDEPENDENT et CORAL. On y présente les différences majeures entre les deux implémentations au niveau du langage de programmation.

CD 621.373

ZONE VIRTUELLE DE MANOEUVRE COMPILATEUR

Prodan, A. : Zone virtuelle de manoeuvre employée par le compilateur COBOL AMS.

E.E.A. — Automatica și electronica 27, nr. 2, iunie 1983, p. 67

Plus que, 75 % du temps de compilation est utilisé dans des opérations de rangement et de recherche des informations dans des tableaux et fichiers intermédiaires. Les performances d'un compilateur dépendent dans une grande mesure de la rapidité d'exécution de ces opérations. L'ouvrage présente la modalité de solutionner ce problème au cas du compilateur COBOL AMS.

CD 621.352

COBOL AMS. DÉPANNÉUR

Prichici, P. : Le dépanneur interactif COBOL-CID.

E.E.A. — Automatica și electronica 27, nr. 2, iunie 1983, p. 73

CID est un programme utilitaire, mis à la disposition des utilisateurs du COBOL AMS V3 afin de dépanner les programmes d'une manière interactive. Les principales fonctions du CID sont : l'examen et la modification des données dans le programme COBOL (commandes : EXAMINE et DEPOSIT), l'enregistrements, l'affichage et l'annulation des points d'interruption (commands : SET, BREAKPOINT, SHOW BREAKPOINT et CANCEL BREAKPOINT); la poursuite de l'exécution du programme (commandes : GO et EXIT)

CD 621.396.2 : 535.7

LANGUAGE DE PROGRAMMATION COMPILATEUR

Negrescu, L. ș.a. : Implémentation du langage CPL 1 sur un minicalcateur de fabrication roumaine.

E.E.A. — Automatica și electronica 27, nr. 2, iunie 1983, p. 75

On décrit l'implémentation du langage CPL 1 sur les minicalculateurs de fabrication roumaine, en tant que sous-jeu du langage PL 1. Le compilateur du langage CPL 1 a été implémenté et inscrit en CDL. On y présente la documentation d'utilisation du langage CPL 1.

CD 621.3.012 : 621.373

DIMINUTION DU BRUIT ELECTRONIQUE

Căpățână, O. : Techniques de diminution du bruit.

E.E.A. — Automatica și electronica 27, nr. 2, iunie 1983, p. 78

L'ouvrage se rapporte aux aspects pratiques de la diminution et de l'élimination des bruit des équipements électroniques et il est destiné aux ingénieurs du domaine de la conception, présentent aussi des règles pratiques pour la diminution et l'élimination des effets du bruit de l'appareillage électronique.

CD 535.6 : 537.12

NOMBRE CHROMATIQUE GRAPHE BIPARTI

Kramer, Fl., Kramer, H. : Sur le nombre chromatique $\gamma(3, G)$ des graphes bipartis.

E.E.A. — Automatica și electronica 27, nr. 2, iunie 1983, p. 85

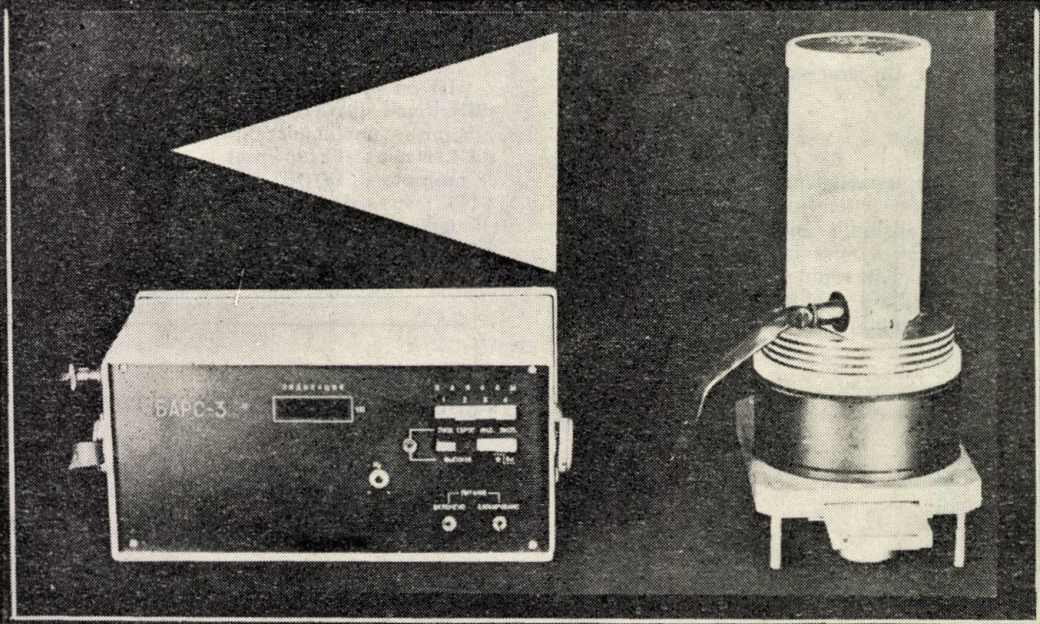
Dans l'ouvrage on détermine des délimitations pour le nombre chromatique $\gamma(3, G)$ des graphes bipartis ayant le degré maximum 3 et respectif 8.

Analiză rapidă in situ cu ajutorul unui nou aparat

BARS-3

BARS-3 analizor fără cristal cu raze X, portabil, destinat efectuării unei analize cantitative complexe rapide a compoziției chimice a diferitelor materiale.

BARS-3 se poate utiliza în geologie pentru analiza rocilor direct în terenul unde se efectuează prospecțiunea geologică; în siderurgie și metalurgia metalelor neferoase pentru analiza compoziției aliajelor, controlul și rebutarea diverselor materiale stocate într-un depozit.



Înaltă sensibilitate de prag, gamă largă a elementelor analizate, fiabilitate și portabilitate sînt avantaje ale noului aparat BARS-3

Caracteristici tehnice principale :

Gama de elemente analizate :

seria K	de la Ca la Mo
seria L	de la Ta la U
Sensibilitate de prag, %	pînă la 0,05
Concentrația elementelor analizate	pînă la 100
Durata unei analize, min	de la 1 la 4
Reproducerea rezultatelor analizei	
(erorile de bază datorate instrumen-	
tului, %)	0,8

Tensiunea de alimentare, V :

sector alternativ de 50/60 Hz	220 ± 22
sursă de curent continuu	18 ± 2

Puterea absorbită, VA :

la pornirea de la sursa de c.c.	25
la pornirea de la sectorul alter-	
nativ	60

Dimensiuni de gabarit, mm

ale captatorului	$316 \times 156 \times 156$
ale pupitrului de comandă	$360 \times 160 \times 190$
Masa aparatului, kg	13

În anul 1982, la Tîrgul Internațional de la Plovdiv, aparatul a fost distins cu Medalia de Aur.

EXPORTATOR :

 **Techsnabexport**
USSR MOSCOW

32/34 Bd. Smolenskaya-Sennaya : 121200
Moscova, U.R.S.S. ; Telefon : 244-32-85;
Telex : 411328 TSE SU

PUBLICOM

ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ȘI AUTOMATICA

ORGAN AL MINISTERULUI INDUSTRIEI DE MAȘINI-UNELTE, ELECTROTEHNICĂ ȘI ELECTRONICĂ

Automatica și electronica nr. 1

Succese și realizări în cei 15 ani de activitate a Institutului de tehnică de calcul Cluj-Napoca



Una dintre direcțiile principale ale politicii partidului și statului nostru este modernizarea economiei naționale, introducerea progresului tehnico-științific în toate domeniile de activitate. În acest sens pentru prima dată în Directivele Congresului al IX-lea al P.C.R. cu privire la dezvoltarea economiei naționale pe perioada 1966—1976 este stipulat „se va extinde folosirea mijloacelor curente de mecanizare a muncii administrative și se va începe introducerea mecanizării complexe și a automatizării în activitatea de conducere a unităților economice, la elaborarea lucrărilor de proiectare, la întocmirea și prelucrarea evidențelor statistice etc., urmărindu-se totodată raționalizarea și simplificarea lucrărilor administrative”.

Ca urmare a acestor directive în iunie 1967 a avut loc o Plenară a C.C. al P.C.R., care a trasat ca sarcină înființarea unei industrii electronice și de tehnică de calcul. În acest context ia ființă, în cadrul Ministerului Industrii Construcțiilor de Mașini, Institutul de cercetări și proiectări pentru utilaje electronice de calcul cu sediul în București, astăzi Centrul de cercetare științifică, inginerie tehnologică și producție industrială pentru tehnică de calcul (I.T.C.), cu filiale la Cluj-Napoca și Timișoara.

În primăvara anului 1968 se organizează filiala I.T.C.-Cluj-Napoca, cu un colectiv de șapte cercetători și cinci tehnicieni care și-au desfășurat pînă atunci activitatea și s-au specializat în calculatoare electronice în cadrul Institutului de calcul al Academiei R. S. Române-filiala din Cluj-Napoca, prin inițiativele și interesul deosebit manifestat de regretatul Acad. T. Popoviciu față de tehnica de calcul. În cei 15 ani de existență, I.T.C. filiala din Cluj-Napoca a devenit un prestigios institut de cercetări unde își desfășoară activitatea peste 180 de oameni ai muncii, din care peste 120 de cercetători, organizați în colective și laboratoare de cercetare cu o dotare modernă și cu direcții proprii de cercetare, orientate în conformitate cu cerințele actuale ale dezvoltării tehnicii de calcul din țara noastră.

Pentru paginile de istorie a tehnicii de calcul din România se cuvine să se înceapă enumerarea seriei de mari și importante succese ale colectivului clujean cu ultimul calculator din seria DACICC, proiectat și realizat integral la Cluj-Napoca: calculatorul DACICC-200. Acest calculator, terminat în anul 1969, avînd o tehnologie din generația II-a, a fost primul calculator românesc cu multe elemente din generația III-a: organizarea memoriei în blocuri cu adrese imbricate cu posibilități de adresare relativă indirectă, indexată și imediată. DACICC-200 are proiectat și realizat un sistem de întreruperi, canale selectoare și multiplexoare, lansare și execuție simultană a instrucțiunilor.

Pentru acest calculator s-a elaborat pentru prima dată la noi în țară și s-a implementat un sistem de operare prevăzut cu: monitor de multiprogramare, încărcător, bibliotecar și 3 compilatoare: PAS, MOL și FORTRAN II.

Anii 1969—1971 au reprezentat un salt important pentru filiala din Cluj-Napoca ca și pentru întreg institutul, trecîndu-se în România la generația a III-a de echipamente de calcul.

În aceea perioadă cercetătorii clujești s-au orientat și au propus cîteva direcții de cercetare, în care s-au specializat, s-au implicat și au obținut rezultate de importanță deosebită pentru tehnica de calcul din România. Amintim în primul rînd cercetările software, orientate puternic în domeniul limbajelor de programare și al construcției de compilatoare. La I.T.C. Cluj-Napoca au fost abordate majoritatea tipurilor de limbaje de programare și s-au implementat compilatoare operaționale pentru toate sistemele de operare elaborate pînă în prezent în țara noastră.

Cercetătorii clujeni au extins facilitățile calculatoarelor din seria FELIX C-256 cu limbajele FLAG, FORTRAN CONVERSATIONAL, PL/1, CPL/1, CDL, LISP și, în prezent, se lucrează la implementarea limbajului ADA. FLAG a fost primul produs software românesc exportat.

Pentru calculatoarele din seria FELIX C-32 la I.T.C. Cluj-Napoca s-au implementat compilatoarele limbajelor COBOL, FORTRAN IV, BASIC, programele de sortare și interclasare SORT, precum și biblioteca matematică MATLIB.

În ultimii ani cercetătorii clujeni s-au implicat puternic în dezvoltarea sistemelor de programare pentru mini și microcalculatoare, contribuind direct la realizarea sistemelor de operare AMS și MINOS. Astfel, pentru subsistemul AMS s-au implementat diverse tipuri de compilatoare pentru limbajele COBOL, FORTRAN IV, FORTRAN IV PLUS, BASIC, BASIC PLUS, CPL/1, CDL, sistemul SORT, sistemul de gestiune a tranzacțiilor TRANS și se află în faza de cercetare și implementare limbajul ADA, sisteme de baze de date, sisteme de programare pentru prelucrarea imaginilor etc.

Preocupările specialiștilor clujeni în domeniul rețelelor de calculatoare s-au concretizat în implementările pentru sistemul MININET/MINOS.

Pentru noul sistem de operare românesc, HELIOS, destinat calculatoarelor mari, cercetătorii clujeni au implementat compilatoarele COBOL, FORTRAN, PL/1 și biblioteca matematică.

Pînă în prezent cercetătorii clujeni de la I.T.C. au oferit economiei naționale 43 produse-program operaționale, dintre care 28 compilatoare pentru diverse limbaje de programare. Toate aceste produse au fost apreciate de beneficiarii interni și externi.

Tot în cadrul preocupărilor de software ale specialiștilor de la I.T.C. Cluj-Napoca mai menționăm o seamă de cercetări teoretice privind limbajele formale cu implicații pentru limbajele de programare, cercetările privind limbajele de sistem cu implicații în portabilitatea programelor.

În cercetările de echipamente specialiști de la I.T.C. Cluj-Napoca s-au orientat de la început în domeniul echipamentelor terminale, diversificînd și modernizînd cu timpul direcțiile de cercetare. Astfel, s-a proiectat și executat primul terminal de tip display din țara noastră, aflat mulți ani în producție de serie la I.E.P. București sub denumirea de DAF-1001. La aceeași întreprindere a intrat de curînd în producția de serie primul plotter românesc MD-10, proiectat și executat ca prototip tot de I.T.C. Cluj-Napoca.

Cooperarea strînsă cu I.E.P. București ne-a încurajat să abordăm terminale de mare complexitate cum ar fi cititorul optic de documente primare. Tot pe linia cercetărilor de vîrf ale specialiștilor în echipamente se înscriu preocupările pentru realizarea unor terminale de citire a informației grafice.

La I.T.C. Cluj-Napoca s-au realizat minicalculatoare specializate de mare performanță integrînd cercetări software de bază și aplicative pentru a oferi beneficiarului sisteme „la cheie”.

În ultimii cinci ani, prin utilizarea microprocesoarelor, la I.T.C. Cluj-Napoca s-au realizat o serie de terminale specializate, incluzînd atît cercetări hardware, cît și software, utilizate în diverse domenii. Amintim, consola-operator pentru sistemul distribuit de control al proceselor industriale SDC-2050, terminal complex cu sistem propriu de programare menit să înlocuiască panourile mari, echipate cu diverse indicatoare și aparate de măsură. Un alt terminal MED-80 este destinat aplicațiilor de informatică medicală pentru culegerea și prelucrarea informațiilor extraverbale utilizate în diagnosticarea bolilor sistemului nervos și cardiovascular.

O contribuție importantă și-au adus cercetătorii clujeni la realizarea calculatorului 8010, prin proiectarea și realizarea prototipurilor cuploarelor echipamentelor periferice, precum și la realizarea cuploarelor de teletransmisie a minicalculatoarelor I-100 și I-102F.

În ultimii ani I.T.C. Cluj-Napoca a abordat o direcție nouă: realizarea unor utilaje tehnologice utilizate în fabricarea de componente electronice. Subliniem astfel realizarea primului implantator ionic românesc cu caracteristici și performanțe la nivelul cerințelor mondiale.

Activitatea de la I.T.C. Cluj-Napoca este deosebit de bogată în domeniul publicațiilor și a elaborării de documentație de specialitate, în domeniul școlarizării beneficiarilor și a acordării de asistență tehnică în țară și străinătate.

Desigur, o activitate de 15 ani nu poate fi cuprinsă într-un spațiu grafic așa de restrîns.

În viitor cercetătorii din filiala I.T.C. — Cluj-Napoca se vor ocupa atît de dezvoltarea unor direcții în care posedă o temeinică experiență, cît și de lansarea în studiu și realizarea unor produse noi, destinate sistemelor de calcul pe care economia națională le reclamă sau care se vor exporta beneficiarilor externi.

Dr. ing. E. Munteanu
Șeful filialei I.T.C. — Cluj-Napoca

Prelucrări de imagini pentru aplicații în medicină și robotică

MIRCEA BOCU, SERGIU NEDEVSCHI, AUGUSTIN TEREĆ* — CLUJ-NAPOCA

Introducere

Prelucrarea imaginilor cu calculatorul numeric ridică o serie de probleme majore printre care: digitizarea imaginilor, codificarea lor, compresia imaginilor digitale, îmbunătățirea și restaurarea imaginilor, segmentarea imaginilor și descrierea lor etc.

Pentru rezolvarea acestor probleme s-a pus la punct o gamă largă de metode, precum și aparataje matematice [1].

Obiectul acestei lucrări este prezentarea unor metode curente de prelucrare a imaginilor digitale preluate cu camera de luat vederi, ca și implementarea algoritmilor respectivi pe un sistem unic de achiziție și prelucrare.

1. Prezentarea sistemului de achiziție și prelucrare a imaginilor

Se bazează pe un microcalculator realizat cu microprocesorul I 8080. Microcalculatorul are o memorie proprie cu o capacitate de 64 octeți, o consolă de tip display, precum și o memorie externă pe casetă magnetică. De acest microcalculator este legată memoria de imagini cu dimensiunea de $256 \times 256 \times 8$ biți [3]. Deoarece spațiul de adrese pe care îl poate gestiona microcalculatorul este de 64 kcteți, s-a implementat un mecanism hard care permite prin comenzi soft comutarea celor două memorii în fazele de extragere sau depunere a operanzilor. În acest fel și memoria de imagini poate fi privită ca memorie proprie de către microcalculator iar accesul la datele din locațiile ei se poate face prin instrucțiuni obișnuite.

Memoria de imagini are o organizare dublă pe octet sau pe grupuri de 4 octeți. Organizarea pe grupuri de 4 octeți este folosită pentru legătura cu sistemul de achiziție a imaginilor, respectiv cu sistemul de vizualizare.

Sistemul de achiziție este format dintr-o cameră de luat vederi, un convertor analog digital de înaltă viteză care lucrează pe 4 biți și o interfață care preia informațiile de la convertorul A/D serie și o transferă paralel pe 32 de biți memoriei de imagini. În 32 de biți se comunică, de fapt, doar 16 biți utili, cîte 4 pe octet.

Sistemul de vizualizare este format dintr-un monitor pentru care informația de vizualizat se citește din memoria de imagini în mod para-

lel pe 32 de biți, se serializează pe octeți și se convertesc cîte 4 biți printr-un convertor D/A într-un semnal analogic.

Deoarece convertoarele rapide A/D respectiv D/A au o rezoluție pe 4 biți, memoria de imagini s-a putut partaja în două zone distincte prin folosirea celor 4 biți inferiori din octet pentru memorarea unei imagini, iar a celorlalți patru biți pentru memorarea altei imagini.

Posibilitatea menținerii în memoria de imagini a două imagini independente este esențială în majoritatea prelucrărilor, deoarece în general, acestea presupun existența unei imagini de prelucrat care nu trebuie să se altereze, pentru a putea genera din aceasta imaginea rezultat.

2. Considerații asupra imaginii digitale

Pornind de la considerarea unei imagini alb-negru ca un obiect plat a cărui strălucire variază de la punct la punct, s-a ajuns la reprezentarea matematică a imaginilor printr-o funcție reală cu două variabile $f(x, y)$. Valoarea acestei funcții într-un punct se numește nivelul de gri sau strălucirea imaginii în punctul respectiv. În procesul de eșantionare, de fapt, se extrage din imaginea continuă un număr de puncte discrete astfel încît imaginea poate fi reprezentată digital printr-o matrice pătrată de numere reale. Cea mai utilizată metodă de eșantionare este de a folosi o matrice pătrată de puncte echidistante, unde coordonatele punctelor sînt multipli ai aceleiași distanțe d .

$x = md, y = nd$. Dacă se consideră distanța d unitară matricea $[f]$ se poate reprezenta:

$$[F] = \begin{bmatrix} f(0, 0) & f(0, 1) & f(0, 1) \\ f(1, 0) & f(1, 1) & f(1, 1) \\ \dots & \dots & \dots \\ f(n, 0) & f(n, 1) & f(n, n) \end{bmatrix}.$$

Matricea $[f]$ este forma de reprezentare a imaginii în memoria calculatorului, imaginea digitală.

În această formă de reprezentare fiecare punct are 8 vecini, din care 4, cei orizontali, și verticali la distanța d și ceilalți 4, cei diagonali, la distanța $\sqrt{2} d$.

În sistemul prezentat matricea va avea dimensiunea de 256×256 . Fiecare punct va avea o valoare reprezentabilă prin 4 biți, cu-

* Ing. Bocu, M., ing. Nedenschi, S., fiz. Tereć, A. — Institutul de tehnică de calcul — filiala Cluj-Napoca.

prinsă deci între 0 și F_H corespunzătoare la 16 nivele de gri. Valoarea 0 corespunde nivelului negru, iar F nivelului alb.

Imaginea de prelucrat se va numi imaginea curentă C , pentru care $C \triangleq \{C_{ij}\}1$, unde $i, j \in [0, 255]$.

Imaginea generată ca rezultat se va numi imaginea alternativă A , pentru care $A \triangleq \{A_{ij}\}$, unde $(i, j) \in [0, 255]$.

Prin C_{ij} sau A_{ij} se va înțelege nivelul de gri al imaginii curente sau alternative în punctul i, j .

Prin $V_8(C_{ij})$ se înțeleg cei 8 vecini ai punctului (i, j) în imaginea C (similar pentru $V_8(A_{ij})$):

$V_8(C_{ij}) = \{C_{i-1, j-1}, C_{i-1, j}, C_{i-1, j+1}, C_{i, j-1}, C_{i, j+1}, C_{i+1, j-1}, C_{i+1, j}, C_{i+1, j+1}\}$ se observă că $C_{ij} \notin V_8(C_{ij})$.

Histograma unei imagini reprezintă frecvența de apariție a fiecărui nivel de gri în matricea $[f]$. Calculul histogramei unei imagini oferă informații importante asupra naturii imaginii, permițând să se aleagă metodele de prelucrare cele mai eficiente. Histograma specifică nivelele de gri limită, precum și distribuția nivelelor de gri permit calculul populării unei plaje date, a nivelelor de gri. Programele de calcul pentru histogramă afișează rezultatele într-o formă grafică sugestivă pe monitor.

3. Metode de prelucrare curentă a imaginilor implementate pe acest sistem

Datorită construcției sistemului, imaginea preluată de la camera de luat vederi va intra în zona de memorie corespunzătoare imaginii alternative, care se afișează în permanență pe monitor.

Pentru a putea prelucra imaginea, ea trebuie mutată în zona corespunzătoare imaginii curente. În acest fel prin prelucrarea imaginii curente și memorarea rezultatului în zona alternativă este posibilă urmărirea pe monitor a evoluției transformării imaginii.

Există două subrutine specializate în acest sens. Una care dublează conținutul imaginii alternative $A \rightarrow C$ și alta care interschimbă conținutul celor două imagini $A \rightleftharpoons C$.

S-au scris, de asemenea, două subrutine care oferă posibilitatea memorării pe caseta magnetică a unei imagini, respectiv reincărcarea memoriei de imagini cu o imagine de pe casetă fără afectarea celeilalte imagini. Această facilități permite crearea unei biblioteci de imagini, compararea imaginilor, precum și efectuarea unor prelucrări complexe.

3.1. Metode de îmbunătățire a imaginilor

A. Metoda de suprimare a zgomotelor prin mediere selectivă locală este folosibilă atunci

cînd zgomotele consistă din puncte izolate, al căror nivel de gri diferă de cel al vecinilor.

Se analizează fiecare punct în parte comparînd nivelul de gri al punctului C_{ij} cu nivelul de gri ale celor 8 vecini $V_8(C_{ij})$. Dacă C_{ij} diferă mult de toți vecinii săi sau aproape de toți atunci valoarea lui se înlocuiește cu media vecinilor. În aplicarea acestei metode trebuie, ca în funcție de tipul zgomotului să se aleagă corespunzător doi parametri. Unul reprezintă diferența de nivele de gri, care este luată în seamă pentru semnalarea unei deosebiri ΔC și numărul K al vecinilor, care trebuie să difere de punctul central pentru a-l putea declara ca zgomot și, deci, pentru a-l înlocui cu media vecinilor. Parametrul ΔC se alege în funcție de abaterea standard estimată din cauza zgomotelor. Valoarea parametrului K trebuie astfel aleasă încît să nu permită suprimarea unor colțuri sau virfuri ale imaginii, confundîndu-le cu zgomote. Metoda aplicată combinată cu alegerea corectă a acestor parametri este foarte eficientă avînd efecte pozitive asupra imaginilor.

B. S-a implementat o metodă similară sau simplificată pentru imaginile cu două valori pentru nivelele de gri.

Se detectează punctele de zgomot prin stabilirea numărului de vecini de care diferă punctul central. În funcție de valoarea aleasă pentru acest parametru punctul se declară sau nu zgomot și i se modifică sau nu nivelul de gri. Această metodă se folosește pentru curățarea conturilor.

O altă metodă de eliminare a zgomotelor, care nu se bazează pe identificarea lor, constă în înlocuirea punctelor din imagine prin media vecinilor. Această metodă trebuie aplicată cu grijă pentru că poate să ducă la stricarea conturilor.

C. Metoda de îmbunătățire a imaginii prin egalizarea histogramei presupune obținerea unei calități mai bune a imaginii prin utilizarea eficientă a întregii palete de tonuri ce stau la dispoziție. Maximum de eficiență se obține la distribuțiile tip Gaussian.

Ideea este de a redistribui punctele histogramei prin comasarea sau dispersarea punctelor alăturate în scopul nivelării ei. Problemele care apar sînt de rupere a unei categorii (pentru același nivel de gri). Autorii au propus aici aplicarea unui criteriu de departajare, bazat pe un operator de tip gradient (Laplacian). În acest fel algoritmul are următoarele etape:

1. Mediarea imaginii în scopul filtrării și al extinderii paletelor.
2. Calculul histogramei.

3. Inițializarea modificării nivelelor începând de la alb (sau negru).

4. Efectuarea modificării de nivele pentru obținerea noului nivel egalizat. În caz că se ajunge la problema scindării se trece la 5. Se repetă procedeul pentru nivelul următor până la epuizare.

5. Efectuarea statisticii conform operatorului ales și modificarea corespunzătoare a nivelului. Revenire la 4.

D. În cazul comparării unei imagini cu o imagine model pentru eliminarea unor deosebiri datorate condițiilor diferite de iluminare se încearcă modificarea histogramei imaginii de comparat după histograma imaginii model. Metoda este similară celei folosite pentru egalizarea histogramei. Se modifică doar punctul 3 al algoritmului deoarece în acest caz inițializarea modificării nivelelor se face ținând seama de histograma imaginii model.

Metoda de transformare a scării nivelelor de gri este destinată tot îmbunătățirii imaginilor. Permite creșterea contrastului imaginii, dacă imaginea nu ocupă întreaga paletă de nivele de gri, prin extinderea acesteia la întreg domeniul:

$$A_{ij} = (F)_H (C_{ij} - I_{min}) / (I_{max} - I_{min}),$$

unde $(F)_H$ reprezintă valoarea maximă corespunzătoare nivelului de alb, iar I_{min} și I_{max} nivelul de gri maxim, respectiv minim din imagine.

3.2. Metode de segmentare a imaginilor

A. Metoda detecției de prag este metoda cea mai ușoară de extragere a obiectelor dintr-o imagine. Ea se pretează la acele imagini la care obiectele diferă de fondul imaginii. Rezultatul aplicării acestei metode este o imagine cu două nivele de gri.

Algoritmul de transformare a imaginii curente în imaginea alternativă este următorul:

$$A_{ij} = \begin{cases} 1 \text{ pt. } C_{ij} \geq t \\ 0 \text{ pt. } C_{ij} < t, \end{cases}$$

unde t este un nivel prag cuprins în domeniul $(O)_H - (F)_H$.

B. Metoda ferestrelor de gri reprezintă o îmbunătățire a metodei detecției de prag fiind aplicabilă la acele imagini în care obiectele au o tentă aparte față de restul imaginii.

Algoritmul de transformare este:

$$A_{ij} = \begin{cases} 1 \text{ ptr. } C_{ij} \in [t_1 - t_2]; t_1, t_2 \in [O_H - F_H], \\ 0 \text{ ptr. } C_{ij} \notin [t_1 - t_2]. \end{cases}$$

Și prin acest algoritm se obține o imagine cu două nivele de gri.

Cele două metode pot fi modificate astfel încât nivelele de gri utile să rămână nemodificate, iar restul să se suprimă.

În acest caz operatorii devin:

$$A_{ij} = \begin{cases} C_{ij} \text{ ptr. } C_{ij} \geq t \\ 0 \text{ ptr. } C_{ij} < t, \end{cases}$$

respectiv:

$$A_i = \begin{cases} C_{ij} \text{ ptr. } C_{ij} \in [t_1 - t_2] \quad t_1, t_2 \in [O - F], \\ 0 \text{ ptr. } C_{ij} \notin [t_1 - t_2]. \end{cases}$$

Dacă se dorește sublinierea unui nivel de gri sau a unei ferestre de gri față de restul imaginii se aplică transformarea:

$$A_{ij} = \begin{cases} Z \text{ ptr. } C_{ij} \in [t_1 - t_2] \\ C_{ij} \text{ ptr. } C_{ij} \notin [t_1 - t_2], \end{cases}$$

unde, $t_1, t_2, Z, \in [(O)_H - (F)_H]$.

Pentru ca metodele prezentate să aibă eficiența dorită, pragurile se determină în funcție de scopul propus, ținând seama și de histograma imaginii.

C. O altă categorie de metode de segmentare a imaginilor se bazează pe detectarea acelor discontinuități în cimpul imaginilor care indică terminarea unei regiuni și începerea alteia. Prin aceste metode se detectează laturi, muchii, conture. Având în vedere că întreg cimpul imaginii este alcătuit din tente de gri, ce caracterizează atât cimpul imaginii, cât și regiunile ce se doresc selectate, problema contururilor necesită studierea valorilor punctelor, în funcție de valoarea punctelor vecine. Se ajunge, astfel, la studierea unei matrice ce cuprinde punctul a cărui apartenență se va determina, precum și vecinii acestuia. Mărimea matricei considerate depinde de modul de detectare a contururilor, respectiv de tipul aplicației considerate. În aplicația noastră s-a luat în considerație o matrice de 3×3 puncte.

Detectarea trecerilor se face aplicând un operator de derivare de forma:

$$\Delta Q C_{i,j} = \Delta x C_{i,j} \cos \theta + \Delta y C_{i,j},$$

unde:

$$\Delta x C_{i,j} = C_{i,j} - C_{i-1,j},$$

$$\Delta y C_{i,j} = C_{i,j} - C_{i,j-1},$$

$$\theta = \arctg \frac{\Delta Y}{\Delta X}.$$

Acest operator înlocuiește valoarea nivelului de gri cu o nouă valoare ce caracterizează trecerea de nivel în punctul respectiv. După cum se observă această nouă valoare depinde de modul trecerii de nivel (spre unul cu valoare

mai ridicată sau mai scăzută), precum și de orientarea muchiei.

În funcție de tipul aplicației prin aproximarea acestui operator se pot favoriza diferite tipuri de curbe (contururi) cu diferite orientări.

Astfel s-a implementat un gradient vertical:

$$A_{i,j} = |C_{i,j+1} - C_{i,j-1}|,$$

ce dă trecerile pe verticală; un gradient orizontal:

$$A_{i,j} = |C_{i+1,j} - C_{i-1,j}|,$$

un gradient diagonal sau gradientul Roberts:

$$A_{i,j} = \frac{|C_{i-1,j+1} - C_{i+1,j-1}| + |C_{i+1,j+1} - C_{i-1,j-1}|}{2},$$

sau o combinație a acestora în funcție de vecinii de pe orizontală și diagonală (gradientul Sobel):

$$A_{i,j} = \frac{|C_{i-1,j+1} + 2C_{i,j+1} + C_{i+1,j+1} - C_{i-1,j-1} - 2C_{i,j-1} - C_{i+1,j-1}| + |C_{i-1,j+1} + 2C_{i-1,j} + C_{i-1,j-1} - C_{i+1,j+1} - 2C_{i+1,j} + C_{i+1,j-1}|}{8}.$$

Pentru detectarea marginilor s-au folosit și operatorii de derivare de ordin superior. Astfel, s-a aplicat un operator de derivare liniară (Laplacian) de forma:

$$\nabla^2 C_{i,j} = C_{i+1,j} + C_{i-1,j} + C_{i,j+1} + C_{i,j-1} - 4C_{i,j},$$

sau considerind cei 8 vecini ai lui $C_{i,j}$:

$$\nabla^2 C_{i,j} = \sum_{u,v} C_{u,v} - 8C_{i,j}, \text{ unde:}$$

u, v definesc cei 8 vecini ai lui $C_{i,j}$.

Acest operator favorizează frecvențele spațiale ridicate în detrimentul celor scăzute, deci el favorizează liniile, capetele de linii, punctele față de un contur.

Același efect poate fi obținut prin aplicarea unei filtrări trece sus a întregii imagini.

Pentru delimitarea conturilor obiectelor pe câmpul imaginii alternative obținute prin aplicarea corespunzătoare a unuia din gradientii amintiți se aplică un operator de prag sau o fereastră de gri.

3.3. Transformări geometrice asupra imaginilor

S-au implementat subrutine de mărire a imaginilor pe o direcție sau pe două direcții, rotiri de diverse unghiuri a imaginilor, deplasări de imagini, schimbări de axe.

4. Aplicații

Programele elaborate au fost experimentate pentru îmbunătățirea calității imaginilor ecografice. De asemenea, s-au încercat extrageri de conture în scopul folosirii acestor informații la comanda roboților. Pe baza acestor experimentări este în curs de elaborare un set mo-

dular de programe de prelucrări a imaginilor în scopul unor aplicații mai complexe în domeniul comandării roboților.

Bibliografie

- [1] Rosenfeld, A., Kak, A. C., Digital picture Processing Academic press, New York, 1976.
- [2] Bocu, M. ș.a. Sistem de culegeri și prelucrare primară a datelor pentru laboratorul de comunicare extraverbală Cluj, Mai 1980, Simpozionul „Informatică și conducere”
- [3] Bocu, M., Pătru M., Selinger, S., Terec, A. Un sistem de achiziție, memorare și prelucrare a imaginilor. Timișoara, octombrie. 1981. Simpozionul „Progrese în fizică”.

CZ 621.3.018 : 681.3

MICROPROCESOARE
PRELUCRAREA IMAGINII

Un procesor specializat pentru prelucrarea imaginilor

MIRCEA PĂTRU, ȘANDOR SELINGER* — CLUJ-NAPOCA

Introducere

Prelucrarea digitală a imaginilor se caracterizează printr-un volum foarte mare de informație ce trebuie prelucrată. Progresele realizate în domeniul creșterii gradului de integrare a circuitelor și a vitezei de lucru a acestora, a făcut posibilă dezvoltarea sistemelor de calcul destinate prelucrării imaginilor cu abordarea unor domenii variate de aplicabilitate. Flexibilitatea oferită de calculatoarele universale permite practic implementarea oricăror algoritmi de prelucrare. Din practică a rezultat totuși că timpul de prelucrare este adesea inadmisibil de lung și astfel utilizarea calculatoarelor universale, chiar foarte puternice, devine neeconomică. Pentru mărirea eficienței unui astfel de sistem au apărut și se folosesc în prezent procesoare specializate. Acestea au acces direct la memoria de imagine și pot să aibă o structură de uniprocessor sau multiprocessor de tip rețea.

Procesorul specializat, descris în continuare, este conceput pe baza unei structuri de microprocesor tip bit-slice, și este microprogramat. El este destinat să facă parte dintr-un sistem de prelucrare a imaginilor în care un minicalculator universal îndeplinește rolul de coordonator. Comenzile de prelucrare sînt transmise procesorului specializat sub forme de macroinstrucțiuni codificate, aceasta acționînd în continuare independent asupra informației video pînă la terminarea unui cadru.

1. Realizarea hardware

Pentru obținerea unei viteze de procesare ridicată s-a ales o structură de microprocesor tip bit-slice bipolar rapid. Implementarea efectivă a fost realizată cu componente din seria AMD2900.

Schema-bloc a procesorului (fig. 1) se compune din unitatea de control și comandă, unitatea aritmetică și logică, interfața de legătură cu calculatorul universal (HOST) — ELECTRONICA 60 (de fabricație URSS) și interfața cu memoria de imagine (MIM).

Unitatea de comandă are ca element de bază microcontrolerul Am2910, care execută înlănțuirea instrucțiunilor de microprogram prin adresarea directă a unei memorii de maximum

4 k cuvinte. În realizarea efectivă s-a utilizat o memorie de microprogram cu capacitatea de 1 k cuvinte. Unitatea de comandă mai include un registru de comenzi pentru microinstrucțiuni de 8 biți, un multiplexor 16×1 pentru alegerea condiției de salt la instrucțiunea următoare, un multiplexor de $4 \times 2 \times 1$ pentru inițializare, memoria de microprogram de $1k \times 64$ biți și registrul pipeline de microprogram de 64 biți. Microcontrolerul Am2910 este comandat de biții $I_0 - I_3$, care aleg una din cele 16 instrucțiuni posibile. Instrucțiunile de salt condiționate sînt dependente de starea intrării NCC legate la ieșirea multiplexorului de condiții avînd 4 biți de comandă din microprogram și validată de un bit de microprogram (NCCEN).

În funcție de instrucțiunea curentă și condiția de salt aleasă, microcontrolerul Am2910 poate genera următoarele valori pentru adresa cuvîntului următor din memoria de microprogram :

- Intrărilor directe $D_0 - D_9$ pentru :
- instrucțiuni de salt conform registrului de comenzi de tip JMAP ;
- instrucțiuni de salt conform registrului de microinstrucțiuni.
- Numărătorului de program intern,
- Registrului/numărător, care servește pentru ciclări.

Memoria de microprograme are lungimea cuvîntului de 64 biți și este realizată pentru varianta experimentală cu circuite integrate UV EPROM de $1k \times 8$ sau PROM de $1k \times 8$ biți pentru varianta finală. Informația de comandă se înscrie în registrul de microprogram de 64 biți la fiecare ciclu de lucru al procesorului specializat.

Unitatea aritmetică și logică (ALU) se compune din 4 circuite de tip Am2903 care realizează o structură de calcul de 16 biți. Pentru realizarea ALU s-au mai utilizat multiplexoare pentru deplasarea informației, porturi pentru inversarea octeților (SWAP), circuitul pentru transport anticipat Am2902, registrul de flag-uri și o memorie auxiliară de $1k \times 16$ biți. Memoria auxiliară se utilizează pentru stocare de date de intrare sau rezultate cînd volumul acestora depășește capacitatea stackului intern de 16 regiștri al circuitului Am2903.

Comenzile pentru dispozitivul aritmetic sînt generate de cuvîntul microprogram și constau în: codul instrucțiunii de execuție $IA_0 - IA_8$, adresele stackului pe cele două ramuri de ieșire

* Ing. Pătru, M. și fiz. Selinger, S. — Institutul de tehnică de calcul — filiala Cluj-Napoca.

Utilizarea biților de microprogram			Denumire semnal utilizat	Biți de micro- prog.
Zone cu utilizări multiple				
3	2	1		
Cod instrucțiune pentru Am 2910			IO÷3	PL 0÷3
Încărcare registru numărator			NRLD	PL 4
Validarea condiției de salt			NCCEN	PL 5
Validare incrementare PC			CI	PL 6
Alegerea condiției de salt				PL 7÷10
Polaritatea condiției de salt				PL 11
	Forțare flag ALU	Constante pentru ALU DA 0÷9	D 0÷9	PL 12÷21
Validare instrucțiune ALU			NIEN	PL 22
Validare intrări ALU (DA)			NEA	PL 23
Validare ieșiri din stack ALU			NOEB	PL 24
Validare scriere în stack ALU			NWE	PL 25
Validarea ieșirilor Y ale ALU			NOEY	PL 26
Carry in pentru ALU			CI	PL 27
Cod - instrucțiune ALU			IA 0÷8	PL 28÷36
Comenzi interfata MIM	Comenzi interfata HOST	Adresa stack ALU ramura A	A 0÷3	PL 37÷40
Adresa stack ALU ramura B			B 0÷3	PL 37÷44
Comenzi spre memoria de imagine	Comenzi spre procesor HOST	Constante pentru ALU DA 10÷15	D 10÷15	PL 45÷50
Validare deplasare stînga				PL 51
Validare deplasare dreapta				PL 52
Validare înscriere, flaguri				PL 53
Validare SWAP				PL 54
Validare înscriere constante				PL 55
Validare conversație cu HOST				PL 56
Validare conversație cu mem. imag.				PL 57
Comanda memoriei auxiliare				PL 58÷60
Validare forțare flaguri				PL 61
Alegerea modului memoriei de imagine				PL 62, 63

Fig. 2. Structura cuvintului de microprogram.

3. Principiul de funcționare

Structura hardware este concepută astfel ca execuția microinstrucțiunii curente să se desfășoare simultan cu ciclul de extragere din memoria de microprogram a microinstrucțiunii următoare. În acest mod de lucru (pipeline) ciclul-mașină este determinat de dispozitivul care necesită timpul cel mai lung.

Procesorul specializat funcționează ca un dispozitiv comandat, fiind subordonat HOST-ului. O funcție de prelucrare asupra memoriei de imagine MIM este transmisă de HOST sub forma unui cuvînt cod de macroinstrucțiune. Acesta este încărcat în registrul de comenzi, după care se transmit în stack-ul ALU și eventualii parametri de execuție (dimensiunile zonei prelucrate, coeficienții de calcul etc.). În continuare procesorul specializat prelucrează independent informația unui cadru sau a unei zone din MIM. În cazul transformării imaginii

prin prelucrare, imaginea inițială este reținută într-un modul, iar imaginea rezultată este transferată în alt modul al MIM.

În cazul prelucrării unor imagini cu monitorizare permanentă, pentru obținerea unei eficiențe corespunzătoare calculele se efectuează pe durata afișării pe monitor, timpul cursei inverse a spotului fiind folosit pentru transferi de date.

La terminarea execuției unei macrocomenzi de prelucrare procesorul specializat cere o întrerupere la HOST. Programul generat în HOST de vectorul de întrerupere analizează cuvîntul final de stare și rezultatele obținute în urma prelucrării. Pe lângă comenzile de prelucrare mai sînt prevăzute comenzi de inițializare, oprire sau testare a stării curente a procesorului specializat.

4. Concluzii

Procesorul specializat face parte dintr-un sistem de prelucrare a imaginilor aflat în elaborare sub coordonarea Centrului de calcul al ITC-București. Printre principalele funcții care urmează a fi implementate se numără:

- modificarea nivelului de gri;
- generarea de ferestre de gri;
- generarea și modificarea histogramei;
- filtrări de zgomote;
- calcul de convoluție;
- calcul de gradient;
- conturări.

Numărul de funcții implementate este limitat de spațiul memoriei de microprogram. Realizat inițial (fază experimentală), cu o memorie de 1k cuvinte, capacitatea acesteia poate fi extinsă la 4k cuvinte, cît permite posibilitatea de adresare a microcontrolerului Am2910. Este prevăzută și adăugarea unor elemente hardware pentru calcul rapid cum ar fi circuite integrate pentru înmulțire.

Specializarea prin microprogram a procesorului a urmărit atît micșorarea la minimum a timpului de calcul prin implementarea directă a algoritmilor de prelucrare, cît și adaptarea la specificul de lucru cu memoria de imagine. În acest mod, pe o structură hardware asemănătoare cu aceea a unui procesor universal se obține prin microprogramare o mărime a vitezei de prelucrare cu unul sau mai multe ordine de mărime în comparație cu cea obținută pe un calculator universal.

Bibliografie

- [1] Batchelor, B. G. Interactive image analysis as a prototyping tool for industrial inspection. Computer and Digital Technique, April, 1979. Vol. 2. nr. 2, pp. 61–70.
- [2] Cady, F. M., Hodgson, R. M. Microprocessor-based interactive image-processing system. I.E.E. Proc.-E, Sept. 1980. pp. 197–202.
- [3] Gordon, M. E., Cope, S. V. Coprocessing to ease the graphics burden. Computer Design, July 1982, pp. 147–152.
- [4] Lupu, C., Tepelea, V., Purice, E. Microprocesoare. Aplicații. Editura Militară, București, 1982.

CZ 621.3.018 : 621.396.822

MICROPROCESOR
VIZUALIZARE
INTERFEȚE

Terminal de vizualizare TELEROM V2

GAVRIL BUZAȘ, OFELIA MĂRINCEAN, PETRU MOLNAR, MIRCEA PAȘCALĂU,
TIBERIU SZEKELY* — CLUJ-NAPOCA

Introducere

TELEROM V2 este primul reprezentant al unei noi familii de terminale de vizualizare.

Terminalul este o unitate microprogramată, bazată pe un microprocesor 8080 și dotată cu un set puternic de instrucțiuni. Programele instrucțiunilor sînt astfel întocmite încît să asigure viteza maximă de execuție. Toate instrucțiunile pot fi declanșate de la calculator sau de la tastatură. La conectare sistemul este inițializat de programul rezident. Programul rezident se stochează într-o memorie fixă de 4k octeți.

Dispozitivul dispune de setul complet de caractere alfanumerice ASCII, poate afișa 8 tipuri de bare verticale de lungime variabilă precum și 128 caractere grafice.

Afișarea informației are loc pe un tub catodic de diagonală 440 mm, în 24 rînduri, conținînd 80 de caractere fiecare și respectînd normele de televiziune CCIR-RS170. Tubul catodic propriu este alb-negru, dar afișarea se poate face și pe un monitor color. De asemenea, terminalului i se poate atașa un monitor auxiliar alb-negru pentru vizualizarea la distanță.

b — cu un set redus de instrucțiuni și interfață serie asincronă, respectîndu-se normele CCITT V24 (RS232C).

Interfața paralelă poate comunica cu calculatorul direct sau prin intermediul unității de legătură TELEROM 3V1, care permite cuplarea a 16 terminale ce sînt adresabile.

Varianta serie poate fi folosită drept consolă, legată direct la calculator sau prin intermediul unui modem. Viteza de transmisie este selectabilă între 110—9600 bauds.

Lucrarea de față prezintă în continuare arhitectura terminalului și principiile de funcționare, insistînd relativ mai mult asupra aspectelor originale ale dispozitivului.

1. Structura blocului central

Arhitectura blocului central este relativ simplă. Ea este de fapt un sistem convențional dezvoltat în jurul unui microprocesor 8080 cu circuitele aferente. Schema-bloc a acestei unități este prezentată în figura 1.

Magistralele sistemului (adrese pe 16 biți, date pe 8 biți, control pe 17 linii) sînt fiecare amplificate și controlate.

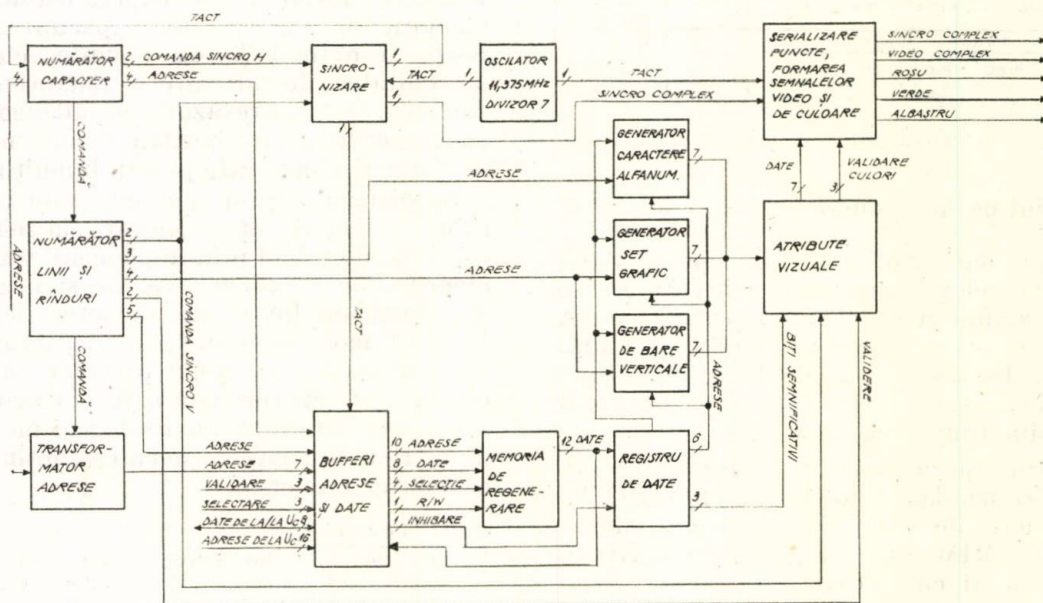


Fig. 1. Schema de principiu a blocului central.

Terminalul s-a elaborat în două variante:
a — cu setul complet de instrucțiuni și interfață paralelă, compatibilă cu IRISCOPE 300;

Generatorul de tact furnizează tactii $\Phi 1$, $\Phi 2$ și toți timpii necesari coordonării activității unității centrale.

Sistemul de întreruperi se compune din controlul de întreruperi, selectorul de întreruperi

* Institutul de tehnică de calcul — filiala Cluj-Napoca.

și circuite de poartă. Sistemul gestionează cererile de întrerupere care sosesc de la interfețele de comunicație serie, paralelă și de la interfața de tastatură.

Decodificarea dispozitivelor de intrare/ieșire poate fi inhibată la nivelul decodurului.

Memoria dispozitivului se compune din trei module: memoria de regenerare RAM, organizată pe cuvinte de 12 biți, memoria de microprograme pe 4k octeți EPROM, memoria de lucru 1 k octet RAM.

Firmware-ul care, în principiu, înglobează programul rezident necesar inițializării sistemului, efectuării instrucțiunilor și tratării intrărilor/ieșirilor, nu constituie subiectul acestei descrieri.

2. Structura logicii de vizualizare, afișarea informației

Din considerente de a păstra normele de televiziune CCIR—RS170, frecvența liniilor și cadrelor s-au ales 15,625 kHz, respectiv 50Hz.

Formatul de afișare a informației pe ecran este de 80 × 24 caractere.

Caracterele alfanumerice se afișează pe 5 × 7 puncte, în centrul unei matrice de 7 puncte × 11 linii.

Ținând seama de încă 24 coloane necesare cursei inverse pe linii, datele de mai sus definesc frecvența de 11,375 MHz corespunzătoare unui punct afișat. Tactul general al dispoziti-

a unei linii video este egală cu 104 tacti, adică 64 μs. De pe numărătorul de caractere se descifrează semnalul de comandă pentru sincronizarea orizontală.

Numărătorul de linii este un numărător modulo 11 corespunzător celor 11 linii dintr-un rând. Ordinele numărătorului se utilizează pentru generatorul de caractere alfanumerice, bare verticale și pentru generarea setului de caractere grafice.

Numărătorul de rânduri contorizează rândurile și generează semnalul de comandă pentru sincronizarea verticală.

Transformatorul de adrese efectuează corespondența între poziția curentă a caracterelor și adresa lor în memoria de regenerare.

Memoria de regenerare a dispozitivului este apelată în cursul regenerării, precum și de către unitatea centrală. Aceasta din urmă este prioritară. Întrucât memoria de regenerare este organizată pe cuvinte de 12 biți, iar unitatea centrală pe 8 biți, un cuvânt de memorie este adresat succesiv la două adrese diferite de către unitatea centrală.

Memoria de regenerare este organizată pe 25 de blocuri, având fiecare câte 80 de cuvinte. Adresa de început pentru fiecare bloc este determinată și înscrisă în al 25-lea bloc. Cele 24 rânduri de caractere pot ocupa în orice ordine oricare bloc. La regenerarea imaginii, la sfîr-

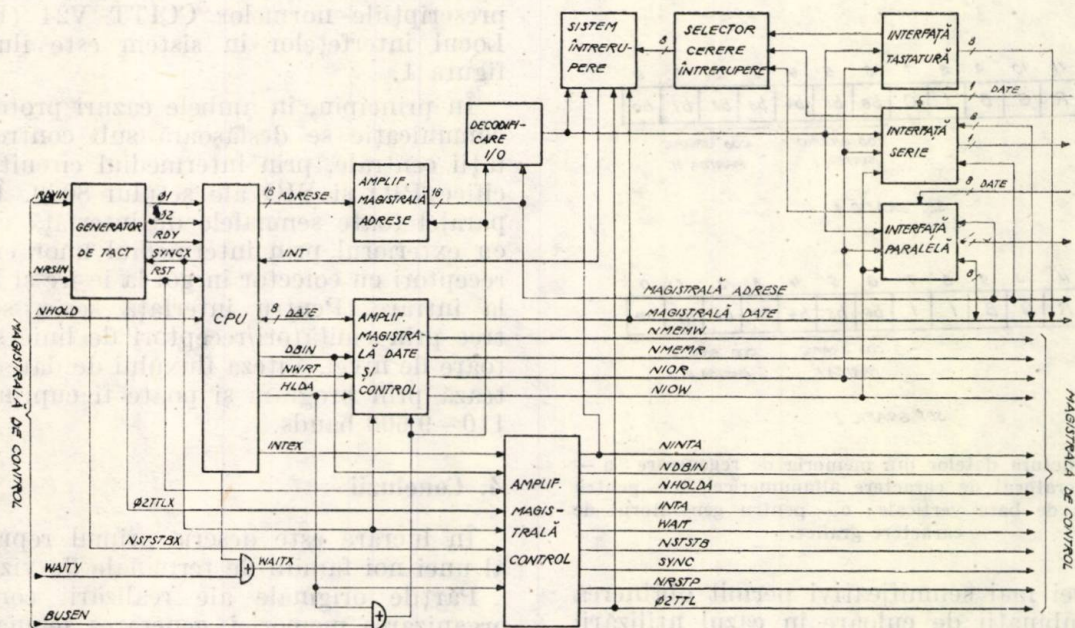


Fig. 2. Schema-bloc a logicii de vizualizare.

vului de afișare se obține prin divizare cu 7 și este de 615,385 ns.

Schema-bloc a logicii de vizualizare este prezentată în figura 2.

Numărătorul de caractere evidențiază caracterele în cinci grupe de câte 16. Durata totală

șitului fiecărui rând (11 linii) se citește de pe buferul de adrese, adresa rândului următor. În acest timp, microprocesorul se află în starea HOLD. Această organizare prezintă avantajul reducerii timpului de efectuare a operațiilor care implică mutarea rândurilor. Totodată,

s-a simplificat astfel transformatorul de adrese.

Memoria de regenerare are trei apelatori: baleiajul pentru procesul de regenerare, transformatorul de adrese pentru formarea adresei de început a unui rînd nou și unitatea centrală. Comutarea adreselor se execută prin intermediul unor porți care îndeplinesc rolul de registru de adresă. Comutarea are loc sub acțiunea unor semnale de validare.

Bufferul de date separă memoria de regenerare de magistrala de date a unității centrale. Datele citite din memoria de regenerare se înscriu în registrul de date. Structura datelor din memoria de regenerare pentru caractere alfanumerice, bare verticale și setul grafic este redată în figura 3 (a, b, c).

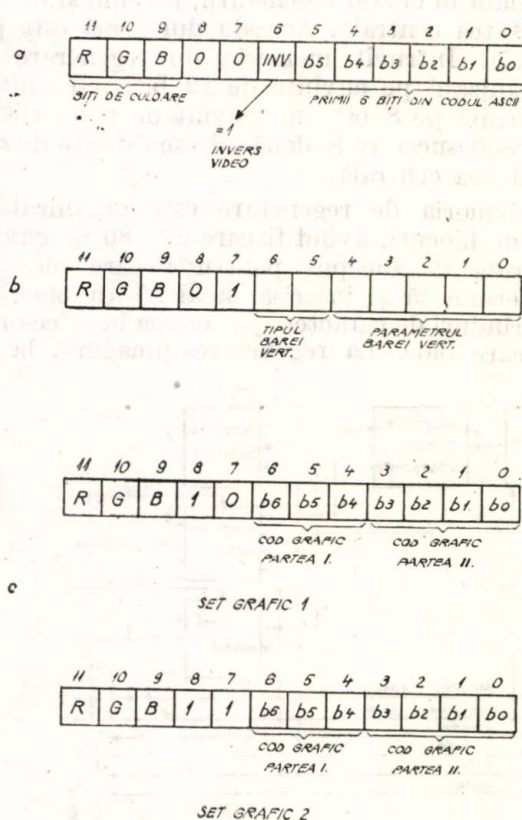


Fig. 3. Structura datelor din memoria de regenerare: a — pentru generatorul de caractere alfanumerice; b — pentru generatorul de bare verticale; c — pentru generatorul de caractere grafice.

Biții cei mai semnificativi permit obținerea unor combinații de culoare în cazul utilizării afișării în culori sau a unor atribute vizuale (subliniat, invers video, clipit și combinații), în cazul utilizării afișării pe alb-negru.

Generatoarele de caractere sînt circuite de tip EPROM și debitează pe o magistrală comună. Selectarea unui generator de caractere este sarcina blocului generator de atribute vizuale.

Blocul de sincronizare rezolvă generarea semnalelor de sincronizare și stingere pe orizontală și verticală. Cele două semnale de sincronizare printr-o funcție SAU EXCLUSIV dau naștere la semnalul de sincronizare complex. Acesta are nivel TTL și poate fi folosit drept semnal de sincronizare externă pentru monitoare care dispun de sincronizare externă.

Blocul video realizează serializarea informației, formarea semnalului video complex și a semnalelor de culoare.

Conversia semnalelor digitale în semnale analogice are loc prin intermediul unor circuite inversoare cu colector deschis și rețele de rezistențe divizoare.

Amplitudinea semnalului video complex atît pe canalul alb-negru, cît și pe cele de culoare este de 1V_{VV} pe o impedanță 75 ohmi.

Pentru guvernarea activității de afișare s-au păstrat schemele etajelor de cadre și linii ale unui receptor TV convențional. În vederea îmbunătățirii rezoluției, etajul video a fost complet reconstruit, obținîndu-se astfel o bandă de cca 10 MHz.

3. Comunicația cu exteriorul

Terminalul TELEROM V2 s-a elaborat în două variante, deosebirea esențială constînd în interfețele de comunicație ale acestora. O variantă este prevăzută cu interfață paralelă, iar cealaltă cu interfață serie, care respectă prescripțiile normelor CCITT V24 (RS232C). Locul interfețelor în sistem este ilustrat în figura 1.

În principiu, în ambele cazuri protocolul de comunicație se desfășoară sub controlul unității centrale, prin intermediul circuitelor specifice PIO și SIO ale setului 8080. În cazul paralel toate semnalele de interfață comunică cu exteriorul prin intermediul unor emițători/receptori cu colector în gol la ieșire și histereză la intrare. Pentru interfața serie, semnalele trec prin emițători/receptori de linie schimbătoare de nivel. Viteza fluxului de date se selectează prin program și poate fi cuprinsă între 110—9 600 bauds.

4. Concluzii

În lucrare este descris primul reprezentant al unei noi familii de terminale de vizualizare.

Părțile originale ale realizării constau în organizarea memoriei, generarea semnalelor video, implementarea firmwareului. În mod normal afișarea informației are loc pe tubul catodic propriu alb-negru, dar există și posibilitatea afișării pe un monitor color. Terminalul posedă setul complet de caractere ASCII, alături de care poate afișa 8 tipuri de bare verticale de lungime variabilă și un set de 128 caractere grafice.

Aceeași structură de bază poate fi echipată cu interfață de comunicație paralelă sau serie. Atât în varianta paralelă, cât și serie terminalul poate fi cuplat la calculator direct sau prin intermediul unităților de legătură specifice.

Sistemul este astfel conceput încât prin extensia memoriei, adăugarea unor interfețe pentru dispozitive periferice și prin lărgirea firmwareului, în jurul unității centrale să se poată dezvolta un întreg sistem de calcul.

Bibliografie

- [1] Colectiv TEXAS, Einführung in die Mikroprozessor Technik, Freising, Texas Instruments GmbH, 1977.
- [2] Lupu, C., Tepelea, V., Purice, E. Microprocesoare. Aplicații, București, Editura Militară, 1982.
- [3] Lane, A. B. A Functionally modular logic system for a CRT terminal. In: Hewlett — Packard Journal, volum 26, nr. 6, 1975, p. 6—10.
- [4] Roy, J. C., A high resolution raster scandisplay. In: Hewlett Packard Journal, volum 26, nr. 6, 1975, p. 11—15.

CZ 681.3 : 621.3—5

COBOL
IMPLEMENTARE
ECHIPAMENT DE CALCUL

Comparare între limbajele COBOL SIRIS și COBOL AMS

MIHAI HANDREA, MATEI HUPRICH, LUCIA MECEA, PAUL PRICHICI, AUGUSTIN PRODAN,
SORIN TOPLICEANU* — CLUJ-NAPOCA

Introducere

Pentru a face o comparație obiectivă și realistă între cele două implementări ale limbajului COBOL, trebuie luate în considerație condițiile concrete în care acestea au fost realizate, în principal, momentul istoric și echipamentul de calcul.

1. Momentul istoric

Limbajul COBOL SIRIS a fost implementat în anii 1968—1971 având drept model standardul ANS-68. Proiectul implementării limbajului COBOL AMS a fost început în anul 1977 pornind de la standardul ANS-74 și urmînd o compatibilitate cît mai mare cu implementarea COBOL PDP-11, elaborată de firma DEC. Influența standardelor respective asupra celor două implementări rezultă foarte clar din tabelul prezentat în Secțiunea 3.

Echipamentul de calcul

Datorită diferenței de timp dintre cele două implementări există și o diferență de tehnologie, atât hardware, cât și software. Compilatorul COBOL SIRIS funcționează în țara noastră pe calculatoarele din gama FELIX (licență franceză IRIS), iar compilatorul COBOL AMS funcționează pe minicalculatoarele INDEPENDENT și CORAL. Anumite caracteristici ale sistemelor de calcul FELIX sînt oglindite în implementarea COBOL SIRIS, în timp ce caracteristicile și facilitățile sistemelor de calcul INDEPENDENT și CORAL au influențat implementarea COBOL AMS.

Avînd în vedere cele spuse mai sus, sînt explicabile anumite deosebiri între cele două implementări.

Compilatorul COBOL AMS a fost elaborat în ideea unei modularități funcționale la toate nivelurile și a orientării spre interactivitate, fără a diminua prin aceasta posibilitățile de lucru în loturi. La nivelul de interfață cu utilizatorii, aceste caracteristici se concretizează prin următoarele:

1. Compilatorul acceptă atât formatul COBOL terminal (care este mai comod), cît și formatul COBOL convențional (util pentru a asigura portabilitatea la nivel de program-sursă);

2. Anumite funcții COBOL au fost detașate de compilator și implementate prin module separate:

- sortarea și interclasarea;
- generarea de rapoarte.

Totuși, unele din aceste funcții pot fi apelate la nivel de program-sursă COBOL prin verbul CALL.

Portabilitatea pentru formatul de referință

De la SIRIS la AMS:

Fără probleme.

De la AMS la SIRIS:

Dacă programul-sursă este în format terminal, se convertește în format convențional cu ajutorul programului utilitar CONFRM.

Criterii de comparare

În studiul comparativ care urmează au fost luate următoarele criterii de comparare:

- facilitățile și funcțiile limbajului COBOL (Secțiunea 2);
- elementele limbajului COBOL, legătura dintre ele și standardele ANS-68 și ANS-74 (Secțiunea 3).

* Institutul de tehnică de calcul — filiala Cluj-Napoca.

Majoritatea elementelor limbajului COBOL admise în cele două implementări coincid sau sînt asemănătoare atît structural, cît și funcțional. În comparațiile care urmează vor fi precizate doar deosebirile dintre cele două implementări, la nivel de limbaj de programare.

2. Compararea orientată după facilitățile și funcțiile limbajului COBOL

În această secțiune sînt enumerate deosebirile dintre cele două implementări în cadrul fiecărei funcții COBOL. De asemenea, este studiată portabilitatea în ambele sensuri, la nivel de limbaj COBOL.

Calcul aritmetice

În ambele implementări există instrucțiunile ADD, SUBTRACT, MULTIPLY, DIVIDE și COMPUTE care permit efectuarea calculelor aritmetice asupra unor operanzi de tip binar sau zecimal fiecare operand avînd:

- cel mult 18 cifre în total;
- partea întregă de cel mult 18 cifre;
- partea fracționară de cel mult 18 cifre.

În limbajul COBOL SIRIS sînt introduse ca extensii față de ANS-68, formatele flotant scurt (COMP-1) și flotant lung (COMP-2).

Limbajul COBOL AMS admite următoarele facilități, conform ANS-74;

- receptori multipli pentru toate instrucțiunile aritmetice (COBOL SIRIS admite numai pentru ADD);
- clauza SIGN care precizează anumite informații în legătură cu semnul datelor numerice.

De asemenea, în COBOL AMS a fost introdus formatul binar COMP-6 alături de COMP, ca o extensie față de ANS-74.

Portabilitate

De la SIRIS la AMS:

- Se înlătură clauzele COMP-1 și COMP-2. Eventual se înlocuiesc cu COMP. De la AMS la SIRIS:

- În locul unei instrucțiuni aritmetice cu receptori multipli (exceptînd ADD) se scrie o instrucțiune cu un singur receptor apoi se transferă rezultatul în ceilalți receptori.

- Se înlătură clauza SIGN.
- Clauza COMP-6 se înlocuiește cu COMP.

Condiții

Construirea expresiilor condiționale din condiții simple se face la fel în cele două limbaje. Totuși, există o neconcordanță în interpretarea unor expresii condiționale prescurtate care conțin operatorul NOT.

La nivel de condiții simple, în limbajul COBOL AMS apare în plus față de COBOL SIRIS *numele de condiție-comutator*, introdus prin clauza SWITCH (ANS-74) din paragraful

SPECIAL-NAMES. Rolul acestor nume — de — condiție comutator este de a permite execuția aceluiași program COBOL în diferite condiții precizate de utilizator în momentul lansării prin opțiunea USW: n [4].

Un rol asemănător în sistemul SIRIS îl are opțiunea KEY de pe cartela RUN, dar informația precizată prin această opțiune nu este accesibilă într-un program COBOL decît prin intermediul unui subprogram ASSIRIS.

Portabilitate

De la SIRIS la AMS:

- Se verifică, și dacă este cazul se rescriu, expresiile condiționale prescurtate care conțin operatorul NOT.

De la AMS la SIRIS:

- Se înlătură clauzele SWITCH din paragraful SPECIAL-NAMES, iar numele-de-condiție comutator se transformă în nume-de-condiție obișnuite la nivelele 88 asociate unor variabile condiționale.

- Dacă utilizatorul dorește să atribuie valori numerelor-de-condiție respective în momentul lansării programului, poate alege una din următoarele posibilități:

a) Să utilizeze opțiunea KEY de pe cartela RUN. Informația din această opțiune poate fi atribuită variabilei condiționale cu ajutorul unui subprogram ASSIRIS.

b) Să introducă instrucțiuni ACCEPT în secvența de început a programului, prin care se vor atribui variabilelor condiționale valorile dorite.

- Se verifică, și dacă este cazul se rescriu, expresiile condiționale prescurtate care conțin operatorul NOT.

Comentarii:

Funcțiile caracterului * (asterisc) pentru comentarii sînt echivalente în cele două implementări.

În limbajul COBOL AMS se utilizează și caracterul/(bară) pentru introducerea unor comentarii însoțite de salt de pagină.

Portabilitate

De la SIRIS la AMS:

- Fără probleme.

De la AMS la SIRIS:

- Se înlocuiește caracterul/(bară) cu caracterul * (asterisc) în coloana indicatoare de comentarii.

Editări

În limbajul COBOL AMS se utilizează caracterul/(bară) ca simbol de inserare fixă, conform cu ANS-74. De exemplu, se poate folosi la editarea datei: AA/LL/ZZ.

Portabilitate

De la SIRIS la AMS:

- Fără probleme.

De la AMS la SIRIS:

Se înlocuiește în clauza PICTURE simbolul/(bară) cu un alt simbol de inserare fixă, de exemplu B.

Prelucrarea șirurilor

Limbajul COBOL SIRIS are următoarele facilități:

- instrucțiunea EXAMINE (ANS-68);
- instrucțiunea TRANSFORM, extensie SIRIS pentru a completa funcțiile lui EXAMINE.

Limbajul COBOL AMS are următoarele facilități conform cu ANS-74:

- instrucțiunea INSPECT care funcțional acoperă aproape în întregime instrucțiunile EXAMINE și TRANSFORM;
- instrucțiunile STRING și UNSTRING.

Portabilitate

De la SIRIS la AMS:

- Se înlocuiesc instrucțiunile EXAMINE cu INSPECT. Dacă se utilizează registrul TALLY, trebuie să fie declarat ca o dată obișnuită.

— Instrucțiunile TRANSFORM se pot înlocui cu INSPECT și dacă e cazul cu alte instrucțiuni.

De la AMS la SIRIS:

- Se înlocuiește fiecare instrucțiune INSPECT cu una sau mai multe instrucțiuni EXAMINE și eventual cu PERFORM sau alte instrucțiuni.

— Instrucțiunile STRING și UNSTRING se înlocuiesc cu secvențe de program alcătuite din alte instrucțiuni.

Instrucțiunile ACCEPT și DISPLAY

Deși rolul principal al instrucțiunilor ACCEPT și DISPLAY este de a stabili o interacțiune comodă între programul COBOL și utilizator prin intermediul consolei operator, ACCEPT se poate utiliza și pentru a introduce informații de la un alt periferic de intrare, iar DISPLAY pentru a scoate informații la un alt periferic de ieșire.

În limbajul COBOL SIRIS, pentru interacțiune cu consola operatorului trebuie folosite ACCEPT și DISPLAY cu opțiunea CONSOLE. Având în vedere că în sistemul SIRIS predomină prelucrarea în loturi, ACCEPT și DISPLAY implicite (fără opțiuni) operează asupra fișierelor sistem de intrare, respectiv de ieșire.

În limbajul COBOL AMS, având în vedere orientarea spre interactivitate a sistemului, ACCEPT și DISPLAY implicite (fără opțiuni), sint asociate cu consola operatorului. Legătura cu alte periferice la nivel de ACCEPT și DISPLAY se face prin nume-mnemonicice definite în SPECIAL-NAMES. De asemenea, în acest limbaj există opțiunea NO ADVANCING pen-

tru DISPLAY, care poate ajuta la mărirea clarității conversației dintre program și utilizator.

Portabilitate

De la SIRIS la AMS:

- se înlătură opțiunea CONSOLE din ACCEPT și DISPLAY;
- se înlocuiesc opțiunile SYSIN, SYSOUT și SYSPUNCH cu nume-mnemonicice definite în SPECIAL-NAMES;
- se adaptează, și eventual se completează, sau se șterg anumite clauze din SPECIAL-NAMES, care definesc nume-mnemonicice.

De la AMS la SIRIS:

- dacă se dorește păstrarea interactivității, se introduce opțiunea CONSOLE în ACCEPT și DISPLAY, sau în SPECIAL-NAMES;
- se adaptează clauzele din SPECIAL-NAMES care definesc nume-mnemonicice;
- se înlătură opțiunea NO ADVANCING din instrucțiunea DISPLAY.

Funcția de sortare

În limbajul COBOL SIRIS există verbul SORT.

În COBOL AMS nu a fost introdus verbul SORT, dar se poate realiza funcția de sortare într-un program COBOL apelând modulele de sortare cu ajutorul verbului CALL. Dacă aplicațiile au fost proiectate modular, se poate utiliza programul utilitar SORT pentru a efectua unele funcții de sortare când este avantajos acest lucru.

Portabilitate

În cazul funcției de sortare, portabilitatea la nivel de program COBOL este foarte mică. Pentru a adapta un program COBOL de la SIRIS la AMS sau invers este necesară rescrierea secvențelor care se referă la funcția de sortare. În COBOL SIRIS sortarea se face cu ajutorul verbului SORT însoțit eventual de INPUT PROCEDURE și/sau OUTPUT PROCEDURE. În COBOL AMS pentru sortare se apelează cu ajutorul verbului CALL cinci rutine din bibliotecă. Totuși, adaptarea unor programe de la un sistem la altul se poate face dacă se ține seama de anumite echivalențe funcționale.

Cele cinci rutine apelate în COBOL AMS pentru sortare sint următoarele:

1. CALL "RSORT" USING ... [4], pentru inițializarea funcției de sortare. Parametrii de apel conțin informații despre cheile de sortare. Informații echivalente la COBOL SIRIS sint în instrucțiunea SORT.

2. CALL "RELES" USING ... [4], pentru transferul articolelor de intrare într-un fișier intermediar de manevră. Corespunde verbului RELEASE folosit în INPUT PROCEDURE la COBOL SIRIS.

3. CALL "MERGE" USING ... [4], pentru reunirea fișierelor intermediare de manevră.

4. CALL "RETRN" USING ... [4], pentru citirea articolelor sortate din fișierul intermediar reunit. Corespunde verbului RETRN folosit în OUTPUT PROCEDURE la COBOL SIRIS.

5. CALL "ENDS" USING ... [4], pentru încheierea funcției de sortare.

Subprograme

Formatele generale sînt asemănătoare. Se semnalează următoarele deosebiri:

Instrucțiunea CALL

La COBOL SIRIS:

CALL nume-de-program

[USING parametru-1 [,parametru-2]...].

La COBOL AMS:

CALL „nume-de-program”

[USING parametru-1 [,parametru-2]...].

Titlul diviziunii PROCEDURE pentru subprograme COBOL.

La COBOL SIRIS:

PROCEDURE DIVISION

[USING parametru-1 [, parametru-2] ...].

La COBOL AMS:

PROCEDURE DIVISION

USING [parametru-1] ...

Portabilitate

De la SIRIS la AMS:

— În instrucțiunea CALL se include numele subprogramului în ghilimele.

— În titlul diviziunii PROCEDURE a unui subprogram COBOL fără parametri se introduce clauza USING vidă (fără parametri).

— În COBOL SIRIS, la apelul unui subprogram prin CALL se transmite ca parametru implicit registrul TALLY. Dacă subprogramul utilizează efectiv acest parametru, atunci registrul TALLY trebuie să fie declarat ca o dată obișnuită atît în programul apelant, cit și în subprogram, și trebuie să fie introdus explicit ca parametru în interfața de apel.

De la AMS la SIRIS:

— În instrucțiunea CALL se șterg ghilimelele care încadrează numele subprogramului apelat.

— În titlul diviziunii PROCEDURE a unui subprogram fără parametri se șterge cuvîntul USING.

Segmentarea în COBOL

La COBOL SIRIS se utilizează un sistem de numere-de-segmente cuprinse în intervalul 0—99. Delimitarea dintre rădăcină și segmentele reacoperibile este fixă: numerele din intervalul 0—49 se asociază secțiilor care intră în rădăcină, iar numerele din intervalul 50—99 se asociază segmentelor reacoperibile. Clauza SEGMENT-LIMIT este considerată comentariu.

La COBOL AMS se utilizează un sistem de numere-de-segmente cuprinse în intervalul 0—49. Delimitarea dintre rădăcină și segmentele reacoperibile se face cu ajutorul clauzei SEGMENT-LIMIT (ANS-74).

Portabilitate

De la SIRIS la AMS:

— Dacă în PROCEDURE nu există secții cu numere-de-segmente mai mari decît 49, nu se introduce clauza SEGMENT-LIMIT.

— Dacă în PROCEDURE există secții cu numere-de-segmente mai mari decît 49, se introduce clauza SEGMENT-LIMIT și se modifică numerele din titlurile secțiilor în felul următor: numerele mai mici decît 50 se înlocuiesc cu numere mai mici decît limita din SEGMENT-LIMIT, iar numerele mai mari sau egale cu 50 se înlocuiesc cu numere mai mari sau egale cu limita din SEGMENT-LIMIT.

De la AMS la SIRIS:

— Dacă nu există clauza SEGMENT-LIMIT, trecerea este fără probleme.

— Dacă există clauza SEGMENT-LIMIT, se înlocuiesc în titlurile secțiilor numerele mai mari decît limita din SEGMENT-LIMIT cu numere mai mari decît 49.

Descrierea fișierelor

Paragraful FILE-CONTROL

Limbaajul COBOL SIRIS are următoarele particularități:

— Clauza ASSIGN asociază numele fișierului COBOL cu un „index” pentru a face legătura cu fișierul de pe suportul fizic prin cartele de comandă.

— Fișiere de organizare directă (ORGANIZATION DIRECT) extensie față de ANS-68, care permit prelucrări în acces aleator (ACCES RANDOM) cu ajutorul cheilor ACTUAL și SYMBOLIC.

— Pentru prelucrarea fișierelor de organizare indexată (INDEXED) se utilizează SYMBOLIC KEY alături de RECORD KEY. Nu se admite ALTERNATE RECORD KEY. Prelucrarea se poate face în acces secvențial (SEQUENTIAL) sau aleator (RANDOM).

— Cuvîntul OPTIONAL din fraza SELECT este considerat comentariu.

— Clauze comentariu în fraza SELECT: FILE-LIMIT
FOR MULTIPLE,
PROCESSING SEQUENTIAL.

Limbaajul COBOL AMS are următoarele particularități:

— Clauza ASSIGN asociază numele fișierului COBOL cu un specificator-de-fișier care definește fișierul de pe suportul fizic.

— Fișiere de organizare relativă (ORGANIZATION RELATIVE) conform cu ANS-74, care permit:

a — prelucrări în acces secvențial (ACCES SEQUENTIAL);

b — prelucrări în acces aleator (ACCESS RANDOM);

c — combinarea celor două tipuri de prelucrări (ACCESS DYNAMIC).

— Pentru prelucrarea fișierelor de organizare indexată (INDEXED) se utilizează RECORD KEY și ALTERNATE RECORD KEY conform cu ANS-74. Se pot face prelucrări în acces secvențial, aleator, sau dinamic.

— Cuvântul OPTIONAL are o utilizare efectivă conform cu ANS-74.

— Clauza FILE STATUS (ANS-74) permite controlul execuției operațiilor de intrare/ieșire, la nivel de program COBOL.

Portabilitate

De la SIRIS la AMS:

— În clauza ASSIGN se înlocuiește „index”-ul cu un specificator-de-fișier.

— Se adaptează ORGANIZATION DIRECT la ORGANIZATION RELATIVE sau INDEXED.

— Se elimină SYMBOLIC KEY de la fișierele indexate, funcțiile sale fiind preluate de RECORD KEY.

— Se exclud clauzele comentariu: FILE-LIMIT, FOR MULTIPLE și PROCESSING-SEQUENTIAL.

De la AMS la SIRIS:

— În clauza ASSIGN se înlocuiește specificatorul de fișier cu un „index”, iar informațiile de identificare se scriu în cartele de comandă.

— Se adaptează ORGANIZATION RELATIVE la ORGANIZATION INDEXED sau DIRECT.

— Pentru fișierele indexate se introduce SYMBOLIC KEY acolo unde este necesar.

— Funcțiile cheilor ALTERNATE nu pot fi transpuse în COBOL SIRIS.

— Dacă este prezentă clauza ACCESS DYNAMIC, se înlocuiește cu ACCESS RANDOM.

— Se înlătură clauza FILE STATUS.

Paragraful I-O-CONTROL

Limbajul COBOL SIRIS are următoarele particularități:

— Clauza RERUN (ANS-68) pentru definirea unor puncte de reluare.

— Clauza APPLY pentru fișiere în mod LOCATE, extensie față de ANS-68.

— Clauza SAME SORT, comentariu.

Limbajul COBOL AMS are următoarele particularități:

— Clauza APPLY pentru fișiere de listare standard, extensie față de ANS-74.

— Clauza RERUN este comentariu.

Portabilitate

De la SIRIS la AMS:

— Clauza RERUN este tolerată în COBOL AMS dar nu este funcțională.

— Se înlătură clauza APPLY.

— Se înlătură clauza comentariu SAME SORT.

De la AMS la SIRIS:

— Se înlătură clauza APPLY.

Rubrica FD

Limbajul COBOL SIRIS are următoarele particularități:

— Clauza RECORDING.

— Clauza VALUE OF este comentariu.

Limbajul COBOL AMS are următoarele particularități:

— Clauza LINAGE (ANS-74) pentru fișiere de listare.

— Clauza VALUE OF ID (ANS-74) care permite precizarea specificator-de-fișiere în mod interactiv.

— Clauza CODE-SET, comentariu.

Portabilitate

De la SIRIS la AMS:

— Se înlătură clauza RECORDING, formatul articolelor rezultând din descrierile de nivel 01 asociate nivelului FD.

— Se înlătură clauzele VALUE OF, sau se transformă în VALUE OF ID.

De la AMS la SIRIS:

— Se înlătură clauza LINAGE din FD, și se introduce în locul ei o rubrică RD în REPORT SECTION.

— Se înlătură clauza VALUE OF ID, iar informațiile respective se transpun în fraza SELECT asociată sau în cartele de comandă.

— Se înlătură clauza CODE-SET.

Prelucrarea fișierelor de organizare secvențială

Particularități COBOL SIRIS:

— Opțiunea REVERSED în OPEN INPUT (ANS-68).

— OPEN INPUT-OUTPUT echivalent cu OPEN I-O.

— Instrucțiunea DELETE pentru fișiere secvențiale (extensie față de ANS-68).

— Instrucțiunea WRITE... ADVANCING nume-mnemonic sau identificator alfanumeric.

— Clauza AT END este obligatorie în READ. Particularități COBOL AMS:

— Opțiunea FOR REMOVAL (ANS-74) la instrucțiunea CLOSE... REEL/UNIT.

— Opțiunea EXTEND (ANS-74) la instrucțiunea OPEN.

— Opțiunea ADVANCING PAGE la instrucțiunea WRITE.

— Opțiunea AT END-OF-PAGE la instrucțiunea WRITE.

Portabilitate

De la SIRIS la AMS:

— Se înlătură opțiunea REVERSED din OPEN.

— Se înlocuiește OPEN INPUT-OUTPUT cu OPEN I-O.

— Se înlătură instrucțiunea DELETE. Pentru ștergerea unor articole este necesară o recopiere a fișierului.

— În WRITE... ADVANCING... se înlocuiește numele-mnemonic sau identificatorul alfanumeric cu un identificator sau literal numeric corespunzător.

De la AMS la SIRIS:

— Se înlătură opțiunea FOR REMOVAL din CLOSE REEL/UNIT.

— Pentru extensia fișierelor secvențiale se înlocuiește OPEN EXTEND cu OPEN OUTPUT și se pune opțiunea OFO: END pe cartela de comandă FILE.

— Se înlocuiește ADVANCING PAGE din WRITE cu ADVANCING (fără opțiunea ANS pe cartela COMPILE).

— Se înlătură clauza AT END-OF-PAGE din instrucțiunea WRITE. Funcțiile acestei clauze se pot realiza în rubrici RD corespunzătoare din REPORT SECTION cu ajutorul unor clauze CONTROL FOOTING. Dacă este necesar se pot folosi proceduri USE BEFORE REPORTING.

— Dacă instrucțiunea READ este fără AT END, se completează cu AT END.

Prelucrarea fișierelor a căror organizare permite accesul direct

În COBOL SIRIS sînt admise fișiere de organizare INDEXED (ANS-68) și DIRECT (extensie față de ANS-68). Instrucțiunile din PROCEDURE au următoarele particularități:

— OPEN INPUT-OUTPUT echivalent cu OPEN I-O.

— Clauza INVALID KEY este obligatorie în instrucțiunile READ și WRITE.

— Instrucțiunea SEEK (ANS-68).

În COBOL AMS sînt admise fișiere de organizare INDEXED (ANS-74) și RELATIVE (ANS-74). Instrucțiunile din PROCEDURE au următoarele particularități:

— Opțiunea INVALID KEY în instrucțiunea DELETE.

— Cuvîntul opțional RECORD în instrucțiunile DELETE și READ.

— Formatul READ ... NEXT ... (ANS-74) pentru citire secvențială în acces DYNAMIC.

— Opțiunea KEY (ANS-74) în instrucțiunea READ pentru fișierele de organizare INDEXED.

— Instrucțiunea START (ANS-74).

Portabilitate

De la SIRIS la AMS:

— Se înlocuiește OPEN INPUT-OUTPUT cu OPEN I-O.

— Se înlătură instrucțiunea SEEK. Pentru poziționare se poate folosi instrucțiunea START.

Pentru fișiere de organizare INDEXED, secvența de pregătire a cheii SYMBOLIC se

înlocuiește cu o secvență de pregătire a cheii RECORD.

— Dacă un fișier descris cu ORGANIZATION DIRECT este adaptat la ORGANIZATION INDEXED sau RELATIVE, instrucțiunile din PROCEDURE care se referă la fișierul respectiv trebuie să fie adaptate corespunzător.

De la AMS la SIRIS:

— Instrucțiunea START pentru poziționare se înlocuiește cu un READ în acces direct.

— Se înlătură opțiunea NEXT din instrucțiunea READ.

— Se înlătură clauza INVALID KEY din instrucțiunea DELETE.

— Dacă o instrucțiune READ sau WRITE nu are clauza INVALID KEY se completează instrucțiunea respectivă cu INVALID KEY.

— Se înlătură cuvîntul opțional RECORD din instrucțiunile DELETE și READ.

— Dacă un fișier descris cu ORGANIZATION RELATIVE este adaptat la ORGANIZATION INDEXED sau DIRECT, instrucțiunile din PROCEDURE care se referă la fișierul respectiv trebuie să fie adaptate corespunzător.

Facilități de listare

Particularități COBOL SIRIS:

— REPORT SECTION și instrucțiunile corespunzătoare din PROCEDURE (ANS-68).

Particularități COBOL AMS:

— Clauza LINAGE (ANS-74) în rubrica FD.

Portabilitate

De la SIRIS la AMS:

— Se elimină REPORT SECTION și se utilizează în locul ei clauza LINAGE. Se adaptează diviziunea PROCEDURE în mod corespunzător.

De la AMS la SIRIS:

— Se elimină clauza LINAGE și se înlocuiește cu REPORT SECTION. Se adaptează diviziunea PROCEDURE în mod corespunzător.

Proceduri DECLARATIVES

Particularități COBOL SIRIS:

— Fraza USE pentru erori de intrare/ieșire (ANS-68).

— Fraza USE pentru etichete utilizator (ANS-68).

Particularități COBOL AMS:

— Fraza USE pentru erori de intrare/ieșire (ANS-74).

Portabilitate

De la SIRIS la AMS:

— Se adaptează fraza USE pentru erori de intrare/ieșire.

— Se înlătură fraza USE pentru etichete utilizator.

De la AMS la SIRIS:

— Se adaptează fraza USE pentru erori de intrare/ieșire.

Tabelul 1

Elementele limbajului	ANS-68	ANS-74	COBOL SIRIS	COBOL AMS
1	2	3	4	5
Registri speciali				
LINAGE—COUNTER	—	X	—	X
LINE—COUNTER	X	X	X	—
PAGE—COUNTER	X	X	—	X
RETURN—CODE	—	—	X	—
TALLY	X	—	X	—
IDENTIFICATION DIVISION. Prescurtare ID DIVISION.	—	—	X	—
ENVIRONMENT DIVISION. CONFIGURATION SECTION. Paragraf OBJECT—COMPUTER.				
MEMORY SIZE	X	X	—	X
COLLATING SEQUENCE	—	X	—	X
SEGMENT—LIMIT	X	X	C	X
Paragraf SPECIAL—NAMES				
SWITCH	X	X	—	X
Nume-alfabet	—	X	—	X
INPUT—OUTPUT SECTION. Paragraf FILE—CONTROL.				
OPTIONAL	X	X	C	X
FILE—LIMIT	X	—	C	—
ORGANIZATION SEQUENTIAL	—	X	X	X
ORGANIZATION INDEXED	—	X	X	X
ORGANIZATION RELATIVE	—	X	—	X
ORGANIZATION DIRECT	—	—	X	—
ACCESS SEQUENTIAL				
fișiere secvențiale	X	X	X	X
fișiere indexate	—	X	X	X
fișiere relative	—	X	—	X
fișiere directe	—	—	—	—
ACCESS RANDOM				
fișiere indexate	—	X	X	X
fișiere relative	—	X	—	X
fișiere directe	—	—	X	—
ACCESS DYNAMIC				
fișiere indexate	—	X	—	X
fișiere relative	—	X	—	X
ACTUAL KEY	X	—	X	—
RECORD KEY	—	X	X	X
ALTERNATE RECORD KEY	—	X	—	X
RELATIVE KEY	—	X	—	X
SYMBOLIC KEY	—	—	X	—
FILE STATUS	—	X	—	X
PROCESSING MODE SEQ.	X	—	C	—
Paragraf I—O—CONTROL.				
RERUN	—	X	X	—
SAME SORT	X	X	C	—
APPLY	—	—	N	N
DATA DIVISION.				
FILE SECTION	X	X	X	X
WORKING—STORAGE SECTION	X	X	X	X
LINKAGE SECTION	—	X	X	X
REPORT SECTION	X	X	X	—
Rubrici FD				
Clauza LINAGE	—	X	—	X
Clauza RECORDING	—	—	X	—
Clauza VALUE OF ID	X	X	C	X
CLAUZA CODE—SET	—	—	—	X
Rubrici pentru date				
Clauza USAGE				
COMP—1, —2	—	—	X	—
COMP—3	—	—	X	X
COMP—6	—	—	—	X
DISPLAY—6, —7	—	—	—	X
Clauza PICTURE				
Inserare fixă simbol „/”	X	X	—	X
Clauza SIGN	—	X	—	X

(continuare tabelul 1)

1	2	3	4	5
JUSTIFIED fără RIGHT	—	—	—	X
SYNCHRONIZED fără LEFT/RIGHT	—	—	—	X
FILLER la dată grupată	—	—	X	—
PROCEDURE DIVISION				
Fraza USING	—	X	X	X
DECLARATIVES	X	X	X	X
Fraza USE				
ERROR PROCEDURE	X	X	X	X
LABEL PROCEDURE	X	—	X	—
BEFORE REPORTING	X	X	X	—
Nume—condiție—comutator	X	X	—	X
Receptori multipli la operații aritmetice				
ADD	X	X	X	X
COMPUTE	X	X	—	X
DIVIDE	X	X	—	X
MULTIPLY	X	X	—	X
SUBTRACT	X	X	—	X
CALL	—	X	X	X
DISPLAY...NO ADVANCING	—	—	—	X
EXAMINE	X	—	X	—
INSPECT	—	X	—	X
STRING	—	X	—	X
UNSTRING	—	X	—	X
Prelucrarea fișierelor				
CLOSE...FOR REMOVAL	—	X	—	X
DELETE pentru fișiere secvențiale	—	—	N	—
OPEN INPUT REVERSED	X	X	X	—
OPEN EXTEND	—	X	—	X
READ...NEXT...	—	X	—	X
WRITE...ADVANCING nume—mnemonic	X	X	N	—
WRITE...ADVANCING PAGE	—	X	—	X
Clausa AT EOP în WRITE	—	X	—	X
SEEK	X	—	X	—
START	—	X	—	X
Instrucțiuni pentru Report Writer	X	X	X	—

3. Compararea între implementările COBOL și standardele internaționale

În tabelul 1 se face o comparație între COBOL SIRIS, COBOL AMS și standardele ANS-68 și ANS-74. Comparația este orientată după elementele și structurile de bază ale limbajului COBOL și sint prezentate numai deosebirile dintre COBOL SIRIS și COBOL AMS.

Notatii: X = implementat;
 — = neimplementat;
 C = tolerat ca și comentariu;
 N = implementat nestandard.

4. Concluzii

Din cauza spațiului limitat al acestei lucrări, au fost prezentate numai deosebirile majore dintre COBOL SIRIS și COBOL AMS, la nivel

de limbaj de programare. Totuși, autorii speră ca lucrarea să fie folositoare pentru utilizatorii care au o experiență în utilizarea limbajului COBOL și care doresc să-și adapteze programele-sursă de la un sistem de calcul la altul.

Bibliografie

- [1] COBOL ANS sous SIRIS2/SIRIS3 manuel d'utilisation, CII France, Mars 1974.
- [2] COBOL ANS sous SIRIS2/SIRIS3 manuel d'operations, CII France, Oct. 1975.
- [3] COBOL V3, manual de programare, ITC Cluj-Napoca, 1982.
- [4] COBOL V3, manual de operare, ITC Cluj-Napoca, 1982.
- [5] PDP-11 COBOL Language reference manual, Digital Equipment Corporation, 1976.
- [6] PDP-11 COBOL User's Guide Digital Equipment Corporation, 1977.
- [7] PDP-11 Softwar handbook, Digital Equipment Corporation, 1976.

CZ 621.373

ZONĂ VIRTUALĂ DE MANEVRĂ
ADRESĂ VIRTUALĂ
VECTOR DE LUCRU

Zonă virtuală de manevră folosită de compilatorul COBOL AMS

AUGUSTIN PRODAN* CLUJ-NAPOCA

Introducere

Statisticile arată că peste 75 % din timpul de compilare este consumat pentru aranjarea unor informații în tabele și fișiere intermediare, urmate de operații de căutare și citire a acestor informații pentru a fi prelucrate în continuare. Dacă așa stau lucrurile, este evident că performanțele unui compilator depind în mare măsură de rapiditatea cu care se execută aceste operații și este normal ca cei care se ocupă cu implementarea compilatoarelor să acorde importanța cuvenită acestei probleme. Este foarte important ca în procesul de compilare să existe un sistem unitar, coerent și performant de prelucrare a tabelor și fișierelor.

Lucrarea prezintă modul în care a fost rezolvată această problemă la implementarea limbajului COBOL sub sistemul AMS, folosind o zonă virtuală de manevră cu gestiune proprie. Este descrisă structura zonei virtuale de manevră, apoi este prezentat sistemul de gestiune a zonei virtuale de manevră, precum și interfața cu utilizatorul.

În lucrare se utilizează notația prescurtată ZVM pentru zona virtuală de manevră.

1. Probleme generale ale ZVM

Prima problemă care se pune este de a stabili suportul fizic (o memorie adresabilă) pe care să se păstreze informațiile. Memoria internă este rapidă dar insuficientă, iar memoria externă este încăpătoare dar lentă. Se încearcă utilizarea în primul rînd a memoriei interne disponibile, și numai cînd volumul informațiilor depășește capacitatea acestei memorii se face apel la memoria externă. Informațiile păstrate în memoria externă trebuie organizate astfel încît la fiecare moment să devină accesibile cu un efort minim informațiile necesare pentru prelucrare în momentul respectiv.

A doua problemă este legată de alocarea memoriei pentru păstrarea acestor informații. În timpul unei faze de compilare se obțin diferite tipuri de informații care trebuie să fie aranjate și păstrate separat în tabele sau fișiere diferite. Dacă aceste tabele sau fișiere sînt create simultan în aceeași zonă de manevră

nu se poate face alocarea secvențială a acestei zone pentru fiecare fișier. Soluția de împărțire prealabilă a zonei de manevră în subzone și alocarea secvențială a fiecărei subzone pentru cite un fișier este nesatisfăcătoare deoarece apare frecvent fenomenul de depășire a zonei de manevră din cauza epuizării uneia din subzone. De aceea, sînt utilizate alte metode de alocare mai sofisticate, în care fenomenul de depășire apare numai atunci cînd întreaga zonă de manevră este ocupată.

A treia problemă este aceea a legăturii dintre zona de memorie internă și zona de memorie externă. Memoria externă se utilizează doar pentru păstrarea informațiilor, iar în memoria internă sînt aduse, de fiecare dată, informațiile care trebuie să fie prelucrate în momentul respectiv. Dacă anumite informații sînt actualizate prin prelucrare, acestea trebuie să fie rearanjate în memoria externă. Procentul substanțial din timpul de compilare necesar pentru aranjarea și regăsirea informațiilor se datorează, în primul rînd, schimbului de informații dintre memoria internă și cea externă. Pentru a mări viteza de compilare, acest schimb trebuie să fie făcut cit mai rar și mai eficient. Poate fi făcut mai rar dacă se utilizează o zonă de memorie internă mai mare, dar pentru ca să fie mai eficient sînt necesare tehnici speciale de organizare și regăsire a informațiilor în memoria externă.

2. Organizarea zonei de memorie externă

2.1. Convenții de adresare

Zona de memorie externă constă din $n + 1$ blocuri virtuale numerotate de la 0 la n , care alcătuiesc *vectorul blocurilor virtuale*:

$$(B_i) \quad i = 0, 1, \dots, n, \quad (1)$$

dimensiunea „ L ” a unui bloc virtual fiind egală cu cea a unei înregistrări fizice din memoria externă. Numărul n definește mărimea ZVM, precum și dimensiunea minimă a zonei de memorie externă necesară pentru ZVM.

Fiecare bloc virtual B_i este identificat cu ajutorul indicelui i care definește poziția blocului față de începutul zonei. Adresa relativă a blocului B_i față de începutul zonei se calculează cu ajutorul formulei:

$$\text{Adresa } (B_i) = i \cdot L, \quad (2)$$

* Institutul de tehnică de calcul — filiala Cluj-Napoca.

O informație din zona de memorie externă este identificată cu ajutorul *adresei virtuale*, care este alcătuită din două elemente:

1 — indicele i al blocului virtual care conține informația;

2 — adresa relativă r a informației față de începutul blocului i

și pentru care se va folosi notația (i, r) .

Sistemul de gestiune a ZVM folosește următoarea relație pentru a transforma adresa virtuală în adresă relativă față de începutul ZVM:

$$(i, r) = i \cdot L + r \quad (3)$$

2.2. Definiția listei de blocuri virtuale

Elementul de bază folosit în gestiunea ZVM este *lista de blocuri virtuale*. Această noțiune se va defini pornind de la noțiunea simplă de listă liniară.

Se știe că o listă liniară este o mulțime finită și ordonată de elemente, în care din punct de vedere structural, fiecare element se caracterizează prin poziția sa în cadrul listei:

$$(E_i) \quad i = 0, 1, \dots, m. \quad (4)$$

Dacă se reprezintă lista (4) în memoria unui calculator, trebuie să se facă o alocare secvențială a zonei de memorie, elementele listei fiind reprezentate unul după altul în ordinea definită de indicii i . Acest tip de listă se numește listă liniară cu alocare secvențială (fig. 1).

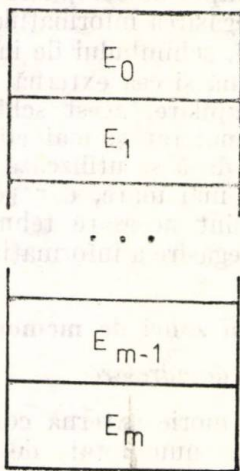


Fig. 1. Listă liniară cu alocare secvențială.

Există situații în care nu se poate face o alocare secvențială a memoriei pentru elementele unei liste liniare, de exemplu atunci când sunt create simultan mai multe liste în aceeași zonă de memorie. În acest caz, se asociază fiecărui element E_i un *indicator de înlanțuire* p_i , care indică adresa sau poziția elementului următor din listă, adică a lui E_{i+1} :

$$(E_i, p_i) \quad i = 0, 1, \dots, m. \quad (5)$$

Acest tip de listă se numește listă liniară cu alocare înlanțuită (fig. 2).

Indicatorul de înlanțuire pentru ultimul element al listei are o valoare specială pentru a indica sfârșitul listei; această valoare se notează de obicei cu Λ ($p_m = \Lambda$).

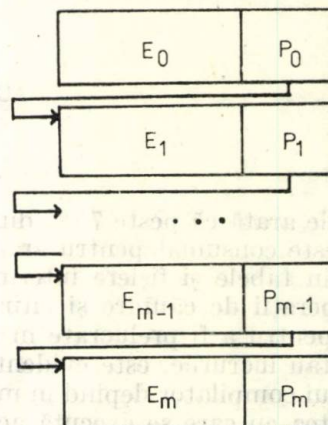


Fig. 2. Listă liniară cu alocare înlanțuită.

Întrucât în ZVM sunt create simultan mai multe fișiere și unitatea de alocare este blocul virtual, este necesară definirea unei înlanțuiri a blocurilor care aparțin aceluiași fișier. Dezavantajul major al modelului de listă cu alocare înlanțuită (5) este că indicatorii de înlanțuire p_i sunt încorporați fizic în elementele listei (fig. 2) și orice operație asupra acestor indicatori de înlanțuire implică accese la elementele listei, adică la memoria externă. Pentru a obține un model mai flexibil de înlanțuire a blocurilor virtuale și cu performanțe mai mari în prelucrare, se detașează indicatorii de înlanțuire de elementele listei, acești indicatori alcătuind o listă separată care se numește *listă de înlanțuire*. Astfel, dacă elementele unei liste de blocuri virtuale sunt alese dintre componentele vectorului (1), indicatorii de înlanțuire corespunzători vor fi aleși dintre componentele unui alt vector, numit *vector de înlanțuire* (6):

$$\bar{p} = (p_i) \quad i = 0, 1, \dots, n. \quad (6)$$

Între elementele vectorilor (1) și (6) se stabilește o corespondență biunivocă, punându-se în corespondență elementele care au același indice:

$$B_i \leftrightarrow p_i \quad i = 0, 1, \dots, n. \quad (7)$$

Pe corespondența (7) se bazează legătura dintre blocurile virtuale și indicatorii de înlanțuire corespunzători: dacă blocul B_i este element al unei liste de blocuri virtuale, atunci indicatorul său de înlanțuire este p_i . În figura 3 este ilustrat modul de înlanțuire a blocurilor unei liste de blocuri virtuale. Primul bloc virtual din listă este B_{i_0} . Pentru fiecare bloc

virtual $B_{i_j} (j \neq m)$, indicatorul de înlanțuire corespunzător p_{i_j} are o valoare egală cu indicele elementului următor din listă ($p_{i_j} = i_{j+1}$). Pentru a indica sfârșitul listei, valoarea indica-

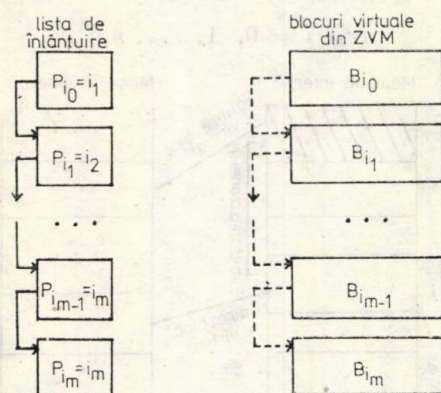


Fig. 3. Listă de blocuri virtuale.

torului de înlanțuire pentru ultimul element din listă coincide cu indicele acelui element ($p_{i_m} = i_m$).

Ținând seama de corespondența (7) o listă de blocuri virtuale poate fi definită numai cu ajutorul indicatorilor de înlanțuire și se poate nota astfel:

$$(p_{i_j}) j = 0, 1, \dots, m, i_j \leq n, m \leq n, \quad (8)$$

unde:

$$p_{i_j} = \begin{cases} i_{j+1} & j = 0, 1, \dots, m-1 \\ i_j & j = m. \end{cases} \quad (9)$$

Avantajele listei de blocuri virtuale (fig. 3) față de lista secvențial înlanțuită (fig. 2) sînt următoarele:

1. Vectorul de înlanțuire (6) cuprinde în mod unitar informațiile de structură pentru toate listele de blocuri virtuale din ZVM. Acest vector este păstrat tot timpul în memoria internă.

2. O mare parte din operațiile asupra listelor din ZVM acționează numai asupra indicatorilor de înlanțuire care sînt elemente ale vectorului de înlanțuire. Prin evitarea accesului la memoria externă, aceste operații sînt mult mai rapide.

2.3. Liste de blocuri virtuale din ZVM

Din definiția dată în secțiunea anterioară rezultă că o listă de blocuri virtuale este determinată de următoarele elemente:

— Primul element al listei, care are indicele i_0 ;

— Regula de înlanțuire a elementelor listei, inclusă în vectorul de înlanțuire (6), din care rezultă și care este ultimul element al listei (9).

Avînd în vedere acest lucru, lista de blocuri virtuale (8) se poate nota și astfel:

$$(i_0; \bar{p}). \quad (10)$$

În ZVM există următoarele liste de blocuri virtuale:

- o singură listă de blocuri libere;
- cite o listă de blocuri ocupate pentru fiecare fișier prezent în ZVM.

În timpul compilării, listele din ZVM se transformă continuu în funcție de schimbările suferite de fișierele din ZVM. Cu toate acestea, următoarele proprietăți sînt invariante:

- 1 — listele de blocuri virtuale acoperă în întregime ZVM;
- 2 — listele de blocuri virtuale din ZVM sînt disjuncte între ele.

2.3.1. Lista blocurilor ocupate de un fișier

Lista blocurilor virtuale ocupate de un fișier definește ordinea de prelucrare secvențială a articolelor fișierului respectiv.

Pentru fiecare fișier F din ZVM există un vector de lucru $\bar{v}$ (11):

$$\bar{v} = (v_i) i = 0, 1, 2, 3, 4, \quad (11)$$

care împreună cu vectorul de înlanțuire $\bar{p}$ (6) definesc starea dinamică a listei de blocuri virtuale ocupate de fișierul F , adică starea dinamică a fișierului F . În timpul prelucrării fișierului F , acești vectori se utilizează pentru gestiunea listei de blocuri virtuale ocupate de F .

Vectorul de lucru $\bar{v}$ al unui fișier F are cinci componente cu următoarele semnificații:

- v_0 — indicele primului element din lista de blocuri virtuale ocupate de fișierul F , adică indicele primului bloc virtual care aparține lui F ;
- v_1 — indicele ultimului element din lista de blocuri virtuale ocupate de fișierul F , adică indicele ultimului bloc din ZVM în care s-au introdus informații la crearea secvențială a fișierului F ;
- v_2 — adresa relativă a zonei libere în blocul virtual v_1 ;
- v_3 — indicele curent al unui element din lista de blocuri virtuale ocupate de fișierul F , utilizat pentru citirea secvențială a fișierului F ;
- v_4 — adresa relativă în blocul v_3 a informației curente la citirea secvențială a fișierului F .

Ținînd seama de notația (10), lista blocurilor virtuale ocupate de fișierul F se poate nota astfel:

$$(v_0; \bar{p}). \quad (12)$$

De asemenea, dacă se are în vedere notația (3), cuplul (v_1, v_2) constituie adresa virtuală de scriere utilizată pentru scrierea secvențială a unor informații în fișierul F , iar cuplul (v_3, v_4) constituie adresa virtuală de citire utilizată pentru citirea secvențială a unor informații din fișierul F .

2.3.2. Lista de blocuri libere

Toate blocurile din ZVM care nu sînt alocate fișierelor, alcătuiesc lista de blocuri libere. Această listă definește ordinea în care sînt alocate blocurile libere pentru fișierele din ZVM. Dacă b este indicele primului bloc din lista de blocuri libere, atunci această listă se poate nota astfel:

$$(b; \bar{p}). \quad (13)$$

În faza inițială toate blocurile din ZVM sînt libere, prin urmare lista de blocuri libere va acoperi în întregime ZVM, iar vectorul de înlanțuire va fi ocupat în întregime de lista de înlanțuire a blocurilor libere. În această situație, primul bloc din lista de blocuri libere este $B_0(b=0)$, iar înlanțuirea blocurilor se face în ordinea crescătoare a indicilor:

$$p_i = \begin{cases} i+1 & i=0, 1, \dots, n-1 \\ i & i=n. \end{cases} \quad (14)$$

3. Zona de memorie internă și interfața cu zona de memorie externă

În fiecare moment al compilării, o parte din cele „ $n+1$ ” blocuri virtuale din ZVM trebuie să fie prezente în memoria internă pentru a fi prelucrate. Schimbul de informații dintre memoria externă și memoria internă se face automat de către Sistemul de gestiune a ZVM, unitatea de transfer fiind blocul virtual.

Dimensiunea zonei de memorie internă este de $k+1$ blocuri ($2 \leq k \leq n$), fiind alcătuită din k zone de lucru și o zonă tampon. Astfel, în fiecare moment pot fi prezente în memoria internă cel mult k blocuri virtuale. Dacă la un moment dat trebuie prelucrate informații conținute într-un bloc virtual i care nu este prezent în memoria internă, este necesar un schimb de informații între memoria internă și memoria externă, care se face astfel (fig. 4).

1. Se alocă o zonă de lucru j , pentru blocul virtual i prin apelul funcției *aloczn*:

$$j := \text{aloczn}(i),$$

j — fiind numărul zonei de lucru alocate.

Dacă este necesar, informațiile din zona de lucru j sînt transferate în zona-tampon, apoi în memoria externă.

2. Se citește blocul virtual i în zona de lucru j alocată.

Blocurile virtuale prezente în memoria internă fiind mereu altele în timpul prelucrării, pentru gestiunea ZVM este necesară o evidență dinamică a blocurilor virtuale prezente în zonele de lucru. Sistemul de gestiune a ZVM păstrează această evidență cu ajutorul a doi vectori: vectorul blocurilor virtuale prezente în memoria internă și vectorul de ocupare a zonelor de lucru.

3.1. Vectorul blocurilor virtuale prezente în memoria internă

Numărul elementelor acestui vector este egal cu numărul blocurilor virtuale din ZVM. Se notează acest vector astfel:

$$(r_i) \quad i = 0, 1, \dots, n, \quad (15)$$

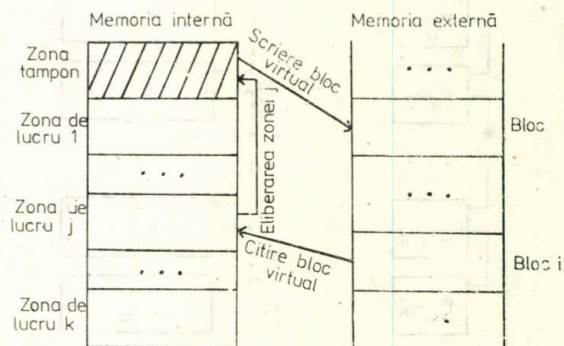


Fig. 4. Schimbul de informații dintre memoria internă și memoria externă.

elementele sale avînd următoarea semnificație:

$$r_i = \begin{cases} 0 & \text{dacă blocul virtual } i \text{ nu este prezent în memoria internă,} \\ j \quad j \in \{1, 2, \dots, k\}, & \text{dacă blocul virtual } i \text{ este prezent în memoria internă în zona de lucru } j. \end{cases} \quad (16)$$

Un bloc virtual care nu este prezent în memoria internă se poate afla în una din următoarele două situații:

- aparține listei de blocuri libere;
- aparține unei liste de blocuri ocupate de un fișier și a fost transferat în memoria externă.

Dacă blocul virtual i se află în zona de lucru j și la un moment dat trebuie eliberată această zonă de lucru, blocul virtual i trebuie transferat în memoria externă numai în următoarele cazuri:

a — dacă blocul virtual i nu a fost încă scris în memoria externă;

b — dacă informația din blocul virtual i a suferit modificări din momentul în care a fost încărcat în zona de lucru j .

Elementele vectorului (15) primesc următoarele valori inițiale:

$$r_i = \begin{cases} k-i & 0 \leq i < k \\ 0 & k \leq i \leq n, \end{cases} \quad (17)$$

ceea ce înseamnă că primelor k blocuri care se scriu în ZVM le sînt alocate zonele de lucru în următoarea ordine: $k, (k-1), \dots, 2, 1$.

3.2. Vectorul de ocupare a zonelor de lucru

Numărul elementelor acestui vector este egal cu numărul zonelor de lucru. Să notăm acest vector astfel:

$$(z_j) \quad j = 1, 2, \dots, k, \quad (18)$$

elementele sale avînd următoarea semnificație:

$$z_j = i, \quad (19)$$

$i \in \{0, 1, \dots, n\}$ înseamnă că în zona de lucru j se află blocul virtual i .

Elementele vectorului (18) primesc următoarele valori inițiale:

$$z_j = k - j, \quad j = 1, 2, \dots, k, \quad (20)$$

care sînt în concordanță cu valorile inițiale (17) atribuite elementelor vectorului (15).

Din definițiile vectorilor (15) și (18) rezultă că ei conțin aceeași informație, dar reprezentată în forme diferite. Într-adevăr, între elementele celor doi vectori există relația:

$$r_i = j \Leftrightarrow z_j = i, \quad (21)$$

pentru $i \in \{0, 1, \dots, n\}$ și $j \in \{1, 2, \dots, k\}$.

Prin această redundanță prelucrarea listelor de blocuri virtuale este mai comodă, iar Sistemul de gestiune a ZVN efectuează un control mai eficient asupra listelor de blocuri virtuale.

4. Interfața cu utilizatorul

În secțiunile anterioare, un fișier din ZVM este considerat ca fiind o mulțime ordonată de înregistrări fizice sau o listă de blocuri virtuale. Totuși, din punctul de vedere al utilizatorului, un fișier din ZVM este o colecție de înregistrări logice sau articole. Sistemul de gestiune a ZVM face legătura între cele două accepțiuni ale noțiunii de fișier.

Operațiile elementare pe care le poate efectua utilizatorul asupra unui fișier din ZVM sînt următoarele:

- deschiderea unui fișier;
- scrierea unui articol în acces secvențial;
- scrierea unui articol în acces direct;
- citirea unui articol în acces secvențial;
- citirea unui articol în acces direct;
- căutarea adresei virtuale a unui bloc;
- ștergerea unui fișier.

La execuția acestor operații se acționează în primul rînd asupra următoarelor elemente care conțin informații de structură a ZVM:

- vectorul de înlănțuire (6);
- vectorul de lucru al fișierului (11);
- lista blocurilor virtuale ocupate de fișier (12);
- lista blocurilor libere (13).

Dacă este necesar un schimb de informații între memoria internă și memoria externă, se acționează și asupra vectorilor (15) și (18).

Pentru operațiile enumerate mai sus, utilizatorul dispune de un set de funcții elementare, fiecare funcție fiind apelată prin nume urmat de un anumit număr de parametri.

4.1. Deschiderea unui fișier din ZVM

Prima operație care se face asupra unui fișier F din ZVM este deschiderea sa. Pentru efectuarea operației de deschidere, se apelează funcția:

$$\text{desch}(v), \quad (22)$$

parametrul v fiind vectorul de lucru (11) al fișierului F .

În cadrul operației de deschidere sînt executate următoarele acțiuni:

a. Primul bloc din lista de blocuri libere (13) este alocat fișierului F , devenind astfel primul bloc din lista de blocuri ocupate de F (12):

$i := b$; reține primul bloc din lista de blocuri libere, care va fi alocat lui F .

$b := p(b)$; noul cap al listei de blocuri libere.

$v_0 := i$; primul bloc în lista de blocuri ocupate de fișierul F este i .

$p(i) := i$; ultimul bloc din lista de blocuri ocupate de F este tot i .

b. Se inițializează adresa virtuală de scriere (v_1, v_2) și adresa virtuală de citire (v_3, v_4):

$v_1 := V_3 := i$; indice bloc în ZVM.

$v_2 := v_4 := 0$; adresa relativă în bloc.

c. Se alocă o zonă de lucru j pentru blocul virtual i .

$j := \text{alczn}(i)$

4.2. Scrierea secvențială a unui articol în fișier

Pentru efectuarea acestei operații se apelează funcția:

$$\text{serse}(v, \text{adr}, lg, av), \quad (23)$$

parametrii avînd următoarea semnificație:

v — vectorul de lucru (11) al fișierului F ;

adr — adresa articolului care se scrie;

lg — lungimea articolului care se scrie;

$av(2)$ — (av_0, av_1), vector bidimensional, care după operația de scriere va conține adresa virtuală a articolului scris.

În cadrul operației de scriere secvențială se execută următoarele acțiuni:

a. Dacă în blocul curent de scriere v_1 nu încap articolul care trebuie scris ($v_2 + lg > L$), atunci se alocă un nou bloc fișierului F :

$i := b$; reține primul bloc din lista de blocuri libere care va fi alocat lui F ;

$b := p(b)$; noul cap al listei de blocuri libere.

$p(v_1) := i$; blocul alocat este înlănțuit în lista blocurilor ocupate de F .

$p(i) := i$; se marchează în vectorul de înlănțuire ultimul bloc din lista blocurilor ocupate de F .

$v_1 := i$; se actualizează blocul curent de scriere.

$v_2 := 0$; se inițializează deplasamentul în blocul v_1 .

b. Dacă blocul i nu este prezent în memoria internă ($r_i = 0$) se alocă o zonă de lucru:

$$j := \text{alczn}(i)$$

și se citește blocul i în ea. Apoi se actualizează vectorii (15) și (18):

$r_i := j$; vectorul blocurilor prezente în memorie;

$z_j := i$; vectorul de ocupare a zonelor de lucru.

c. Se pregătește adresa virtuală a articolului care se scrie (parametru de retur):

$av_0 := v_1$; indice bloc în ZVM;

$av_1 := v_2$; adresa relativă în blocul v_1 .

d. Se actualizează adresa relativă a zonei libere în blocul virtual v_1 :

$v_2 := v_2 + lg$; adresa liberă = adresa articolului plus lungimea articolului.

e. Se transferă articolul în zona de lucru z_j alocată, apoi se marchează z_j pentru a fi transferată în memoria externă.

4.3. Scrierea directă a unui articol în fișier

Pentru efectuarea acestei operații se apelează funcția:

$$\text{scrdr}(v, \text{adr}, lg, av), \quad (24)$$

parametrii v , adr și lg avînd aceeași semnificație ca și la funcția (23). Vectorul $av(2) = (av_0, av_1)$ este adresa virtuală la care se scrie articolul.

În cadrul operației de scriere se execută următoarele acțiuni:

a. Se citește în acces direct articolul care se află la adresa virtuală (av_0, av_1) ;

$$\text{arec} := \text{citdr}(v, av).$$

În retur se primește adresa arec a zonei din memoria internă în care se află articolul citit.

b. Se transferă articolul de la adresa adr de lungime lg în zona receptoare arec . Apoi se marchează zona de lucru în care se află adresa arec pentru a fi transferată în memoria externă.

4.4. Citirea directă a unui articol din fișier

Pentru efectuarea acestei operații se apelează funcția:

$$\text{arec} := \text{citdr}(v, av), \quad (25)$$

unde v este vectorul de lucru (11) al fișierului, $av(2) = (av_0, av_1)$ este adresa virtuală a articolului care se citește iar valoarea funcției este egală cu adresa din memoria internă a articolului citit.

În cadrul operației de citire directă se execută următoarele acțiuni:

a. Dacă blocul av_0 în care se află articolul nu este prezent în memoria internă, se alocă o zonă de lucru în care se citește blocul respectiv:

$$j := \text{alczn}(av_0),$$

j fiind numărul zonei de lucru.

b. Se calculează adresa din memoria internă a articolului citit:

$$\text{arec} := j \cdot L + av_1,$$

L fiind dimensiunea unui bloc virtual.

4.5. Citirea secvențială a unui articol din fișier

Pentru efectuarea acestei operații se apelează funcția:

$$\text{arec} := \text{citsc}(v, av), \quad (26)$$

parametrii avînd aceeași semnificație ca și la funcția (25), iar valoarea funcției este egală cu adresa din memoria internă a articolului citit, sau cu zero dacă s-a ajuns la sfîrșitul fișierului.

În cadrul operației de citire secvențială se execută următoarele acțiuni:

a. Dacă în blocul curent de citire v_3 nu mai sînt articole de citit ($v_4 \geq L$), se actualizează blocul curent de citire trecînd la următorul bloc din listă:

$$v_3 := p(v_3).$$

b. Dacă blocul curent de citire v_3 nu este prezent în memoria internă, se alocă o zonă de lucru în care se încarcă blocul respectiv:

$$j := \text{alczn}(v_3),$$

c. Pregătirea parametrilor de ieșire:

$\text{arec} := j \cdot L + v_4$; adresa articolului citit;

$av_0 := v_3$; adresa virtuală a articolului;

$av_1 := v_4$; în formatul (av_0, av_1) .

4.6. Căutarea adresei virtuale a unui articol

Un articol oarecare din fișier este determinat de următoarele coordonate locale în cadrul listei de blocuri virtuale ocupate de acel fișier:

k — indicele blocului, relativ la începutul listei de blocuri ocupate de fișier;

d — adresă relativă a articolului în bloc.

Același articol este determinat în cadrul ZVM de adresa virtuală (av_0, av_1) , alcătuită din următoarele coordonate generale:

av_0 — indicele blocului relativ la începutul ZVM;

av_1 — adresa relativă a articolului în bloc.

Dacă se cunosc coordonatele locale (k, d) ale unui articol în fișier, se poate găsi adresa virtuală (av_0, av_1) a articolului în ZVM cu ajutorul următoarelor relații:

$$\begin{cases} av_0 := \text{caut}(v, k) \\ av_1 := d \end{cases} \quad (27)$$

funcția caut fiind definită astfel:

$\text{caut}(v, k)$

integer v [1 : 4]; vectorul de lucru al fișierului
integer k ; indicele blocului în fișier.

begin integer b, i

$b := v_0$; inițializarea căutării cu primul bloc din listă;

for $i := k \text{ step } -1$ until $(i = 0) \vee (b = p(b))$
do $b := p(b)$; avans în lista de blocuri
if $i = 0$ then $av_0 := b$; s-a găsit blocul
else $av_0 := NULL$; bloc negăsit.
return (av_0) ; retur blocul găsit.
end.

4.7. Ștergerea unui fișier

Pentru efectuarea acestei operații se apelează funcția :

$$\text{sterg}(v). \quad (28)$$

Prin operația de ștergere a unui fișier se eliberează toate blocurile virtuale ocupate de fișierul respectiv. Aceasta se realizează prin concatenarea listei de blocuri ocupate de fișier cu lista de blocuri libere. Dacă u este indicele ultimului bloc din lista de blocuri libere, atunci concatenarea se realizează astfel :

$p(u) := v_0$; ultimul bloc din lista de blocuri libere este legat cu primul bloc al fișierului care se șterge.

$u := v_1$; ultimul bloc al fișierului care se șterge devine ultimul bloc al listei de blocuri libere.

5. Concluzii

Lucrarea a încercat să prezinte în linii mari elementele de bază ale ZVM utilizate de compilatorul COBOL AMS. În secțiunea 4 sînt ilustrate doar funcțiile elementare prin intermediul cărora utilizatorul poate să opereze asupra fișierelor din ZVM. Pe baza acestor funcții au fost construite funcții mai evoluate, care operează asupra unor structuri mai complexe cum sînt stivele sau listele. Din cauza spațiului limitat, aceste facilități nu pot fi prezentate în acest articol.

Bibliografie

- [1] Knuth, D. E. Tratat de programare a calculatoarelor, Vol. 3. Sortare și căutare. (Trad. din limba engleză) București, Editura tehnică, 1976.

CZ 621.352

DEPANATOR
DEPLASAMENT

Depanatorul interactiv COBOL — CID

PAUL PRICHICI* — CLUJ-NAPOCA

Introducere

Depanatorul interactiv COBOL este un program utilitar pus la dispoziția utilizatorilor COBOL AMS V3 pentru depanarea programelor COBOL în mod interactiv.

Pentru a putea fi utilizat, CID-ul este legat împreună cu programul obiect, la cererea utilizatorului, fiind încorporat în imaginea globală a task-ului. Dacă imaginea task-ului este segmentată, CID-ul este inserat în segmentul rădăcină pentru a fi prezent în memorie tot timpul execuției.

În principiu, depanarea programului COBOL se face prin execuția lui asistată de CID, acțiunile CID-ului fiind dirijate direct de utilizator. Principalele funcții ale CID-ului care permit utilizatorului să controleze direct de la consolă execuția programului COBOL și să facă eventuale corecții asupra lui sînt :

- examinarea și modificarea datelor în programul COBOL;
- fixarea, afișarea și anularea punctelor de întrerupere;
- urmărirea execuției programului.

Schema de funcționare a CID-ului este prezentată în figura nr. 1.

1. Organizarea internă a CID-ului

CID-ul este modularizat în subrutine independente care asigură trei funcții majore :
— rutine de decodificare a comenzilor;

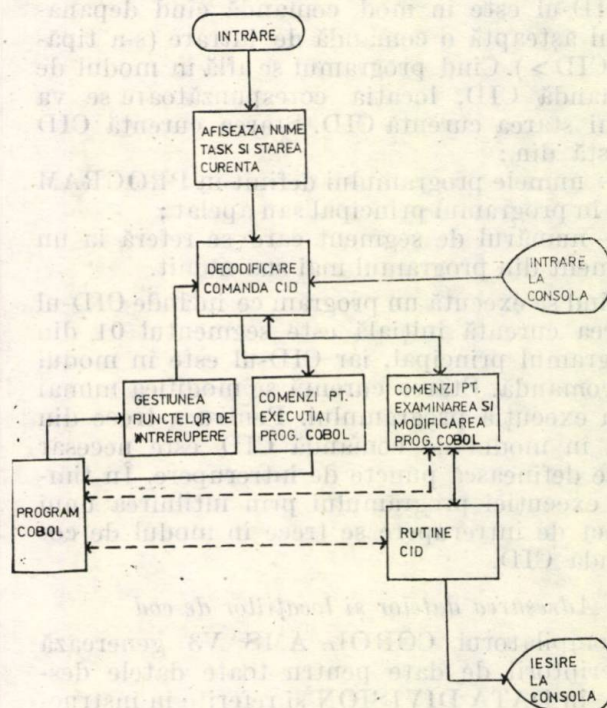


Fig. 1. Schema de funcționare a CID-ului.

* Institutul de tehnică de calcul — filiala Cluj-Napoca.

- rutine de execuție a comenzilor;
- rutine utilitare.

Rutinele de decodificare a comenzilor ale CID-ului, interpretează comenzile primite de la consolă, verifică erorile comenzilor și transferă controlul rutinelor de execuție a comenzilor corespunzătoare CID-ului.

Rutinele de execuție a comenzilor apelează rutinele utilitare ale CID-ului pentru a executa comanda specificată după care redau controlul rutinelor de decodificare pentru a aștepta o intrare ulterioară de la consolă.

Rutinele utilitare sînt folosite și de rutinele de decodificare și de rutinele de execuție pentru salvarea și restaurarea conținutului regiștrilor și locațiilor programului și realizarea operațiilor cerute de la consolă.

2. Modul de operare cu CID-ul

2.1. Includerea CID-ului

Includerea CID-ului în programul COBOL se face în timpul editării de legături în modul următor:

- se compilează programul COBOL specificînd opțiunile /MAP și /OBJ;
- se face editarea de legături specificînd modulul CID înaintea specificatorului pentru biblioteca de subprograme COBOL.

Incluzînd CID-ul memoria program se mărește cu aproximativ 1 000 (zecimal) cuvinte. Dacă cu această mărime se depășește limita de memorie se va face o compilare (numai pentru depanare) utilizînd opțiunea /OV.

2.2. Modul de comandă CID

CID-ul este în mod comandă cînd depanatorul așteaptă o comandă de intrare (s-a tipărit CID>). Cînd programul se află în modul de comandă CID, locația corespunzătoare se va numi starea curentă CID. Starea curentă CID constă din:

- numele programului definit în PROGRAM-ID în programul principal sau apelat;
- numărul de segment care se referă la un segment din programul mai sus numit.

Cînd se execută un program ce include CID-ul starea curentă inițială este segmentul 01 din programul principal, iar CID-ul este în modul de comandă. Starea curentă se modifică numai prin execuția programului. Pentru a trece din nou în modul de comandă CID este necesar să se definească puncte de întrerupere. În timpul execuției programului prin întîlnirea unui punct de întrerupere se trece în modul de comandă CID.

2.3. Adresarea datelor și locațiilor de cod

Compilerul COBOL AMS V3 generează descriptorii de date pentru toate datele descrise în DATA DIVISION și referite în instrucțiunile din PROCEDURE DIVISION. Adre-

sarea unei date se face cu un număr octal care specifică adresa relativă a descriptorului de dată. Această adresă se găsește în coloana „ADR DIR” din lista MAP. Datele descrise în LINKAGE SECTION au adresa relativă a descriptorului precedată de litera L în lista MAP. Pentru adresarea acestor date trebuie utilizată opțiunea /LINKAGE. Adresarea elementelor unui tablou se face utilizînd adresa relativă urmată de o listă de indici separați prin virgulă și închiși între paranteze.

Adresa locațiilor de cod din PROCEDURE DIVISION are trei părți:

- numele programului;
- numărul segmentului;
- deplasamentul (în octal) din segment.

Adresa locației se specifică în următoarea formă:

<nume program>: <număr segment>, <deplasament>.

Listingul programului va conține adresa fiecărei instrucțiuni din PROCEDURE DIVISION dacă a fost specificată opțiunea de compilare /OBJ.

2.4. Comenzi CID

O comandă CID constă din cuvinte, numere, șiruri alfanumerice și caractere speciale.

Comenzile se pot abrevia la prima literă, deoarece CID-ul interpretează doar prima literă din cuvînt. Elementele unei comenzi se separă între ele prin spațiu.

CID-ul acceptă următoarele comenzi:

— CANCEL BREAKPOINT <adresa locației>.

Această comandă se utilizează pentru a anula un punct de întrerupere marcat la adresa locației. După anularea punctului de întrerupere CID-ul va afișa următorul mesaj: CAN<adresa locației>.

— DEPOSIT [LINKAGE] <adresa datei> = <valoare>.

Cu ajutorul acestei comenzi se poate modifica valoarea unei date. Pentru date numerice valoarea trebuie introdusă ca un număr zecimal, iar pentru date alfanumerice, alfabetică, de editare valoarea trebuie introdusă ca un literal alfanumeric (între ghilimele). CID-ul afișează noua valoare a datei după comanda DEPOSIT.

— EXAMINE [LINKAGE] <adresa datei>.

Cu ajutorul acestei comenzi se poate afișa valoarea unei date.

— GO <deplasament>.

Cu ajutorul acestei comenzi se reia execuția unui program. Prin deplasament se reia execuția de la locația specificată, în segmentul curent, altfel execuția continuă cu instrucțiunea următoare.

— SET BREAKPOINT <adresa locației>

Această comandă se utilizează pentru a defini un punct de întrerupere. La un moment dat pot exista maximum zece puncte de întrerupere

active. CID-ul va afișa următorul mesaj după definirea punctului de întrerupere: *SET* <adresa locației>. În momentul în care programul atinge punctul de întrerupere CID-ul afișează: *AT*: <adresa locației> după care trece în modul de comandă.

— SHOW BREAKPOINT.

Această comandă se utilizează pentru a afișa lista punctelor de întrerupere active și locația punctului de întrerupere curent.

— XIT.

Această comandă se utilizează pentru a termina execuția unui program și sesiunea de depanare. Execuția unui program se poate termina în trei moduri:

1 — prin comanda *XIT* sau tastind *CTRL/C*;
2 — printr-o eroare, situație în care se tipărește un mesaj dat de biblioteca de subprograme *COBOL* și *AT*: <nume program>: <număr segment> 177777 după care CID-ul trece în mod comandă;

3 — biblioteca de subprograme *COBOL* suspendă execuția programului la execuția instrucțiunii *STOP RUN* și CID-ul trece în modul de comandă afișând *AT*: <nume program>: <număr segment> 177777.

3.5. Erori CID

Cînd CID-ul descoperă o eroare într-o comandă, dă un semnal sonor (utilizînd caracterul *BELL*) și afișează:
CID>.

Cele mai frecvente erori sînt:

- utilizarea unei comenzi inexistente;
- tastarea unei comenzi cu caractere mici;
- omiterea caracterului două puncte cînd nu se specifică numele programului;

— omiterea spațiilor între cuvintele unei comenzi;

— omiterea semnului egal în comanda *DEPOSIT*;

— utilizarea comenzii *DEPOSIT* pentru date index;

— definirea a mai mult de zece puncte de întrerupere;

— specificarea unui deplasament eronat;

— omiterea opțiunii */LINKAGE* pentru o dată descrisă în *LINKAGE SECTION*.

3. Concluzii

Din experiența de programare este bine cunoscut că nici un program *COBOL*, indiferent de gradul de complexitate nu se va executa corect de la prima rulare. Erorile ce pot apărea sînt de două tipuri: sintactice și logice.

Compilerul *COBOL* poate detecta erorile sintactice, dar nu și pe cele logice. Acestea din urmă sînt detectate numai prin execuția programului.

Ceea ce este necesar pentru depanarea unui program *COBOL* în mod convenabil și precis este un program utilitar care să asigure o depanare dinamică. Un astfel de program este depanatorul interactiv *COBOL*, *CID*, care oferă utilizatorului mijloace convenabile pentru depanarea și controlul apropiat al operațiilor din programul său *COBOL*.

Bibliografie

- [1] Programe de depanare — ODT, specificații de realizare, ITC Cluj-Napoca, 1977.
- [2] Programe de depanare-ODT, manual de utilizare, ITC Cluj-Napoca, 1977.
- [3] *COBOL V3*, manual de programare, ITC Cluj-Napoca, 1982.
- [4] *COBOL V3*, manual de operare, ITC Cluj-Napoca, 1982.

CZ 621.396.2 : 535.7

LIMBAJ DE PROGRAMARE
COMPILATOR

Implementarea limbajului CPL1 pe minicalculatoarele de construcție românească

LIVIU NEGRESCU, IRINA MITROV, LUCIANA PEEV, IOAN SILAȘ* — CLUJ-NAPOCA

Introducere

Limbajul *CPL1* s-a implementat într-o primă versiune pe minicalculatoarele de construcție românească folosind limbajul *CDL* [1], (Compiler Description Language), care este un limbaj de nivel înalt orientat spre scrierea de compilatoare.

Spre deosebire de alte limbaje orientate spre scrierea programelor de sistem, limbajul *CDL* permite un grad înalt de adaptabilitate a programelor la calculatorul utilizat. Acest fapt permite scrierea programelor *CDL* portabile și în același timp eficiente. La aceasta se mai adaugă și facilitățile de punere la punct a programelor *CDL* printr-un sistem de trasare simbolică a programelor în execuție.

* Institutul de tehnică de calcul — filiala Cluj-Napoca.

În lucrarea de față la început se prezintă succint limbajul CPL1 în versiunea în care a fost implementat pe minicalculatoare. Apoi se descrie modul de realizare a compilatorului CPL1 și se prezintă documentația de utilizare a limbajului CPL1 existentă în momentul de față.

1. Limbajul CPL1 (versiunea 1)

Limbajul CPL1 este un subset al limbajului PL/1. El a fost definit în ideea de a menține elementele cele mai caracteristice și performante ale limbajului PL/1. În felul acesta CPL1, pe de o parte, este un limbaj care are un caracter universal ca și PL/1, putând fi folosit la programarea problemelor științifice și tehnico-ingineresti, în prelucrări de date, precum și în scrierea programelor de sistem, iar pe de altă parte limbajul fiind mai simplu, implementarea sa pe minicalculatoare se dovedește a fi mai simplă și mai eficientă decât a limbajului PL/1.

Unitatea compilabilă este procedura.

Un program se compune din una sau mai multe proceduri. Dintre acestea una este numită principală și definește adresa de lansare a programului. Celelalte se activează prin apeleuri, fără însă a se apela în mod recursiv. Se pot utiliza și proceduri de tip funcție. Acestea vor returna o valoare la revenirea din ele. Toate datele utilizate într-o procedură trebuie declarate la începutul ei.

Datele utilizate în CPL1 se împart în două grupe:

- date de problemă și date de control ale programului. Datele de problemă pot fi de tip numeric sau de tip șir.

Datele de tip numeric pot fi întregi, binari sau zecimali, precum și neîntregi reprezentați în format flotant.

Datele de tip șir pot fi șiruri de caractere, șiruri binare sau șiruri hexazecimale.

Datele de control ale programului pot fi de tip adresă sau de tip etichetă. Tipul unei date se indică în declarația datei respective.

O altă caracteristică a unei date este modul său de alocare. Acest atribut permite să se împartă datele în globale și locale. O dată globală este valabilă în toate procedurile programului. Datele locale se pot utiliza numai în procedura în care ele au fost declarate. Acestea pot fi alocate în memorie static sau dinamic. O dată statică ocupă memorie atita timp cit procedura în care a fost definită se află încărcată în memorie.

O dată alocată dinamic are rezervată memorie atita timp cit procedura în care a fost definită este activă.

Alocarea unei date se precizează și ea în declarația datei respective.

În sfârșit se va mai aminti și faptul că în declarațiile datelor globale sau statice se pot indica valori inițiale pentru datele respective.

Datele utilizate în CPL1 pot fi izolate sau grupate. Datele izolate constituie valori pentru variabile simple. Datele de același tip și cu același mod de alocare se pot grupa în tablouri unidimensionale.

Un alt mod de grupare a datelor este și acela potrivit unei ierarhii. Grupa întreagă are ierarhia cea mai înaltă. Ea se compune, în principal, din mai multe date grupate. O dată care nu mai este o grupă de alte date se va numi dată elementară. Datele elementare au ierarhia cea mai inferioară.

Ierarhiile se precizează folosind numere de nivel. Cu cit ierarhia este mai înaltă cu atit numărul de nivel este mai mic.

Grupa însăși va avea întotdeauna numărul de nivel egal cu 1. Datele elementare vor avea numerele de nivel cele mai mari. O grupă de date alcătuită în acest fel se va numi structură. Datele elementare ale unei structuri pot fi și tablouri unidimensionale.

Limbajului CPL1 permite exprimarea operațiilor aritmetice și logice într-un mod simplu prin utilizarea expresiilor în instrucțiuni de atribuire.

Instrucțiunile *IF* și *GOTO* permite exprimarea ramificărilor și ciclurilor în descrierea algoritmilor care se transcriu în limbajul CPL1.

Apelul procedurilor de tip funcție se realizează scriind în expresii numele funcției respective urmat de parametrii ei incluși între paranteze rotunde.

Celelalte proceduri se apelează prin instrucțiunea *CALL*.

Implementările ulterioare au în vedere introducerea în limbaj a instrucțiunii *DO* cu parametrii în forma generală în care ea este definită în limbajul PL/1. Aceasta va permite scrierea simplă în CPL1 a programelor structurate. De asemenea sînt prevăzute facilități de macroprelucrare a programelor sursă și de trasare simbolică a execuției programelor CPL1.

2. Compilatorul CPL1 (versiunea 1)

Compilatorul limbajului CPL1 funcționează în doi pași.

În primul pas se realizează analiza lexicală a textului-sursă. În pasul al doilea se face analiza sintactică a textului-sursă și generarea programului-obiect în limbajul de asamblare al minicalculatoarelor.

Analiza lexicală realizează următoarele operații:

- recunoaște identificatorii din textul-sursă și construiește o tabelă de simboluri;

- recunoaște șirurile din textul-sursă și construiește o tabelă de șiruri;

- recunoaște constantele numerice utilizate în textul-sursă și le convertește în binar, format zecimal condensat sau în flotantă;

— construiește unități lexicale pentru identificatori, șiruri, constante numerice și caracterele speciale utilizate în textul-sursă și le scrie pe disc într-un fișier intermediar;

— imprimă listingul cu textul-sursă al programului dacă este cazul;

— editează mesajele de eroare descoperite la această fază în programul-sursă.

Analizorul lexical este scris în CDL și are o interfață simplă, cu minicalculatorul, scrisă în limbajul de asamblare.

Această interfață realizează următoarele:

- livrează caracterul curent din textul-sursă;

- imprimă o linie din textul-sursă;

- scrie o unitate lexicală în fișierul intermediar;

- imprimă un text de eroare.

Analiza lexicală este portabilă, ea putând fi transferată de la un calculator la altul prin rescrierea interfeței cu calculatorul și prin schimbarea macrourilor utilizate în procedurile CDL care îl compun. Un astfel de transfer a și fost experimentat transferându-se analizorul respectiv pe calculatoarele FELIX.

Faza a doua a compilatorului are la intrare fișierul intermediar care conține unitățile lexicale. Acestea se compun din două părți: partea care tratează declarațiile și partea care tratează instrucțiunile.

Tratarea declarațiilor revine, în principal, la recunoașterea atributelor datelor declarate, păstrarea lor în tabele de atribute și generarea directivelor de asamblare, care să rezerve zonele de memorie necesare datelor respective. În cazul în care într-o declarație este prezent atributul de inițializare se vor genera directive de asamblare corespunzătoare pentru a inițializa zonele de memorie respective.

Sintaxa declarațiilor limbajului CPL1 este relativ simplă și poate fi generată printr-o gramatică de tip LL(1). Având în vedere acest fapt analizorul sintactic este un analizor descendent care se scrie relativ simplu în CDL, pornind de la regulile BNF care descriu sintaxa declarațiilor.

Analiza instrucțiunilor se realizează tot prin metoda descendentă, folosind gramatici care nu sint sting recursive. În cazul expresiilor se utilizează o stivă pentru operanzi și una pentru operații. În stivele respective se păstrează operanzii și operațiile până în momentul în care se poate executa o operație, ținându-se seama de ordinea operațiilor și de utilizarea parantezelor.

În momentul în care o operație din vârful stivei poate fi executată, ea este scoasă din stivă împreună cu operanzii ei și se generează echivalentul ei în limbaj de asamblare.

În cazul în care nu există instrucțiuni-calculator care să execute operația respectivă, se va apela un subprogram care să realizeze operația

respectivă, indicându-se drept parametri la apel operanzii operației. Operațiile simulate prin subprograme, precum și modul lor de apel sint descrise în [2]. În finalul tratării instrucțiunilor de atribuire se apelează, eventual, subprograme de conversie. Apelul lor este indicat tot în lucrarea [2].

Instrucțiunea *IF* este tratată în felul următor:

- se generează instrucțiunile necesare evaluării expresiilor din compunerea expresiei relaționale;

- ținând seama de operația de relație se generează un salt condiționat la negația acesteia. Saltul se realizează utilizând o etichetă *E1* generată de compilator;

- în continuare se generează blocul prezent după cuvântul cheie *THEN*;

- dacă este prezentă opțiunea *ELSE*, atunci la întâlnirea ei se generează un salt necondiționat la o etichetă *E2* care va marca instrucțiunea imediat următoare instrucțiunii *IF*, iar după acest salt se va defini eticheta *E1*. Urmează generarea blocului aflat după *ELSE* și, în final, se definește eticheta *E2*;

- dacă opțiunea *ELSE* este absentă atunci după tratarea blocului care urmează după cuvântul cheie *THEN* se va defini pur și simplu eticheta *E1*.

Celelalte instrucțiuni ale versiunii 1 a limbajului CPL1 nu prezintă dificultăți și de aceea nu se vor mai aminti aici.

3. Documentația de utilizare a limbajului CPL1

Se dispune de un manual de operare [2] și un manual de programare [3]. Manualul de operare descrie facilitățile limbajului CPL1 implementat pe minicalculatoare, modul de apel al subprogramelor de conversii și de simulare a operațiilor inexistente la calculator, precum și modul de apel al compilatorului sub sistemul de operare AMS.

Manualul de programare conține un număr mare de exemple de programe scrise în CPL1, care vin în ajutorul utilizatorului.

Prin aceste exemple se indică utilizarea diferitelor tipuri de date, precum și modul de alocare a datelor globale sau locale.

Având în vedere faptul că limbajul CPL1 nu are operații de intrare-ieșire, manualul de programare conține exemple de program CPL1 care permit introduceri de întregi sau neîntregi, precum și imprimarea rezultatelor în diferite formate.

Se prezintă și un program general pentru introduceri de date denumit LEXIC.

Acest program recunoaște identificatori, întregi de diferite mărimi (maximum 15 cifre), neîntregi, șiruri de caractere precum și caractere speciale.

Toate aceste programe sînt construite sub formă de proceduri CPL1 care pot fi utilizate apelîndu-se din cadrul altor proceduri CPL1. Așa, de exemplu, în manual se indică apelul acestora în vederea rezolvării unor probleme de calcul cum ar fi:

- produsul a două matrice;
- înmulțirea unei matrice cu transpusa ei;
- calculul valorii unui polinom;
- rezolvarea sistemelor de ecuații liniare prin metoda iterativă a lui Gauss-Seidel în condițiile în care matricea sistemului este rară. În viitor manualul de programare va fi comple-

at și cu alte exemple utile mai ales programatorilor de sistem.

t

Bibliografie

- [1] Negrescu, L., Mitrov, I., Peev, L., Silaș, I. Limbajul CPL1 și implementarea lui pe calculatoarele Felix. INFORMATICA PENTRU CONDUCERE ORIZONT '81, Cluj-Napoca, 1981.
- [2] Negrescu, L., Mitrov, I., Peev, L., Silaș, I., Coldea, G. Limbajul CPL1 sub sistemul de operare AMS. Manual de utilizare și operare, ITC 1982.
- [3] Negrescu, L., Mitrov, I., Peev, L., Silaș, I., Coldea, G. Limbajul CPL1 sub sistemul de operare AMS. Manual de programare, ITC, 1982.

CZ 621.3.012 : 621.373

REDUCERE ZGOMOT
ELECTRONICĂ

Tehnici de reducere a zgomotului

OCTAVIAN CĂPĂȚINĂ* — CLUJ-NAPOCA

Introducere

Utilizarea pe scară largă a energiei electromagnetice, ca și larga răspîndire a electronicii în: comunicații, automatizări industriale, tehnică de calcul, energetică, automatizarea aparaturii de larg consum, implică funcționarea diverselor circuite electronice într-un mediu perturbant. Circuitele electronice nu lucrează într-un mediu de laborator și a nu se ține seama de acest lucru este o gravă greșeală. Echipamentul trebuie să fie în același timp imun la sursele de zgomot exterioare și să nu afecteze, la rîndul său, alte echipamente din apropiere.

Cu cît măsurile de reducere a zgomotului se iau mai devreme, în procesul de dezvoltare a unui produs, cu atît posibilitățile reducerii lui sînt mai mari și prețul de cost mai mic (fig. 1), [1].

În aparatura electronică se întîlnesc mai multe tipuri de zgomote:

- zgomot exterior sau al mediului ambiant (datorat motoarelor, releelor, emițătoarelor etc.);
- zgomotul liniilor de alimentare (datorat uneori tot zgomotului exterior, dar răspîndit în echipamente prin sistemul de alimentare);
- diafonia sau cuplajul parazit (zgomot indus de liniile de semnal în liniile adiacente);
- reflexiile (zgomot datorat întîrzierilor pe liniile lungi);
- zgomotul propriu etajelor de ieșire totem-pole ș.a.

Pentru cuplarea zgomotului trebuie să existe un circuit pe perturbator (numit și emițător),

un circuit perturbat (receptor) și o cale de cuplare a perturbațiilor (canal de cuplare) (fig. 2).

Printre metodele cele mai des folosite și cele mai eficiente de reducere a zgomotului se nu-

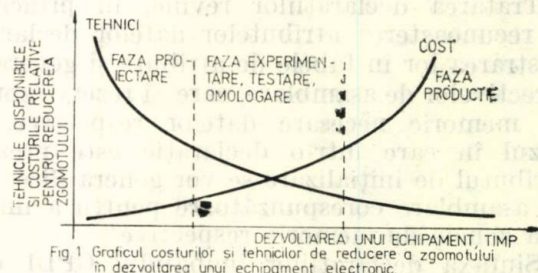


Fig. 1. Graficul costurilor și tehnicilor de reducere a zgomotului în dezvoltarea unui echipament electronic.

Fig. 1. Graficul costurilor și tehnicilor de reducere a zgomotului în dezvoltarea unui echipament electronic.

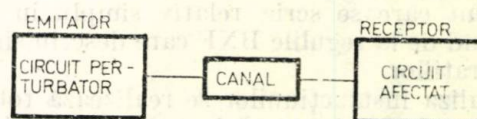


Fig. 2. Elementele unei probleme de zgomot.

măra: ecranarea, pămîntarea, decuplarea și filtrarea, alegerea corectă a circuitelor, balansarea și izolarea.

1. Ecranarea

Zgomotul exterior poate fi de natură electrică, magnetică sau electromagnetică, în funcție de cîmpul perturbator.

Ecranele din Al sînt eficiente numai în cazul zgomotului datorat cîmpului electric, iar cele din materiale feroase, în cazul zgomotului datorat cîmpului magnetic,

* Institutul de tehnică de calcul — filiala Cluj-Napoca.

Pentru a fi eficientă, ecranarea circuitelor sensibile trebuie să fie completă (spațial) și corect pământată. Un ecran incorect pământat la masa sistemului are un efect contrar, ecranul devenind o antenă de radiații.

Cuplarea capacitivă

Zgomotul cîmpului electric se cuplează prin capacitățile parazite, de obicei distribuite, iar tensiunea de zgomot apare ca o tensiune între un punct al receptorului și masă. În figura 3a se vede o cuplare capacitivă parazită datorată capacității dintre două linii conductoare. Tensiunea de zgomot V_{zg} se deduce ușor din schema electrică echivalentă (fig. 3b):

$$V_{zg} = \frac{Z_2}{Z_{12} + Z_2} V_1 = \frac{J\omega C_{12} R_2}{J\omega C_{12} (C_{12} + C_{2m}) R_2 + 1} V_1. \quad (1)$$

Se observă ușor că în domeniul frecvențelor joase $R_2 \ll 1/J\omega(C_{12} + C_{2m})$, tensiunea de zgomot devine:

$$V_{zg} = J\omega C_{12} R_2 V_1. \quad (2)$$

Întrucît asupra parametrilor sursei (f , V_1) nu se poate interveni, pentru reducerea tensiunii de zgomot trebuie micșorată capacitatea parazită distribuită C_{12} și rezistența de intrare a receptorului R_2 .

Reducerea rezistenței de intrare a receptorului R_2 nu este eficientă în domeniul frecvențelor înalte unde tensiunea de zgomot devine:

$$V_{zg} = \frac{C_{12}}{C_{12} + C_{2m}} V_1, \quad (3)$$

deoarece: $1/J\omega(C_{12} + C_{2m}) \ll R_2$.

Prin urmare, atît în domeniul f.j., cît și în domeniul f.i. reducerea tensiunii de zgomot se face prin reducerea capacității parazite de cuplaj C_{12} adică prin ecranare.

În figura 3c, tensiunea ecranului V_e are aceeași expresie cu cea din ecuația (3), adică:

$$V_e = \frac{C_{1e}}{C_{1e} + C_{em}} V_1. \quad (4)$$

Dacă ecranul se pămîntează, $V_e = 0$, atunci tensiunea de zgomot este și ea 0 (zero). Relația este adevărată numai dacă nu există și o capacitate parazită între cele două conductoare C_{12} . Capacitatea parazită C_{12} corespunde practic capetelor conductorului 2 care ies afară din ecran. Avînd în vedere (3), pentru montajul din figura 3d, tensiunea de zgomot este:

$$V_{zg} \approx \frac{C_{12}}{C_{12} + C_{2m} + C_{2e}} V_1. \quad (5)$$

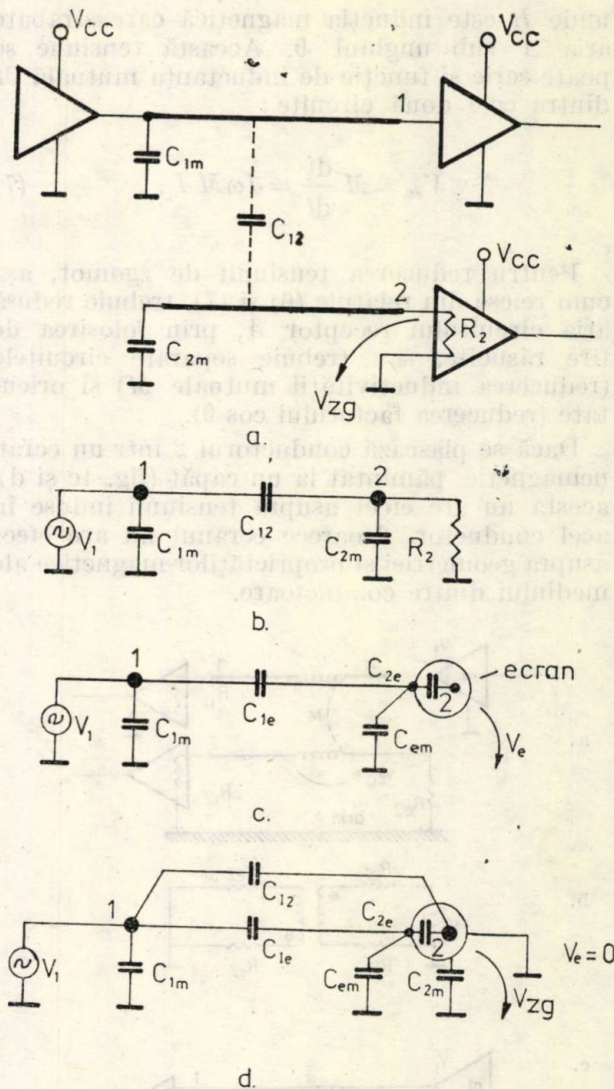


Fig. 3. Cuplarea capacitivă parazită între două conductoare: a — cuplarea capacitivă între două conductoare; b — schema echivalentă a circuitului; c — schema echivalentă simplificată a în cazul conductorului 2 ecranat; d — schema echivalentă în cazul conductorului 2 ecranat.

Din acest ultim caz, care aproximează cel mai bine realitatea, se trage aceeași concluzie și anume că diminuarea tensiunii de zgomot implică reducerea capacității parazite C_{12} . Această capacitate este diminuată prin ecranarea conductorului 2 (și pămîntarea ecranului) și lăsarea capetelor conductorului 2, din afara ecranului, cît mai scurte.

Cuplarea inductivă

Cînd fluxul magnetic, determinat de curentul printr-un conductor, trece prin circuitul altui conductor, atunci în acest al doilea conductor se induce o tensiune V_{zg} :

$$V_{zg} = - \frac{d}{dt} \int_A \vec{B} \cdot \vec{A} = J\omega B \cdot A \cos\theta, \quad (6)$$

unde B este inducția magnetică care străbate aria A sub unghiul θ . Această tensiune se poate scrie și funcție de inductanța mutuală M dintre cele două circuite :

$$V_{zg} = M \frac{di}{dt} = J\omega M I_1. \quad (7)$$

Pentru reducerea tensiunii de zgomet, așa cum reiese din relațiile (6) și (7), trebuie redusă aria circuitului receptor A , prin folosirea de fire răsucite, sau trebuie separate circuitele (reducerea inductivității mutuale M) și orientate (reducerea factorului $\cos \theta$).

Dacă se plasează conductorul 2 într-un ecran nemagnetic, pământat la un capăt (fig. 4c și d), acesta nu are efect asupra tensiunii induse în acel conductor, deoarece ecranul nu are efect asupra geometriei și proprietăților magnetice ale mediului dintre conductoare.

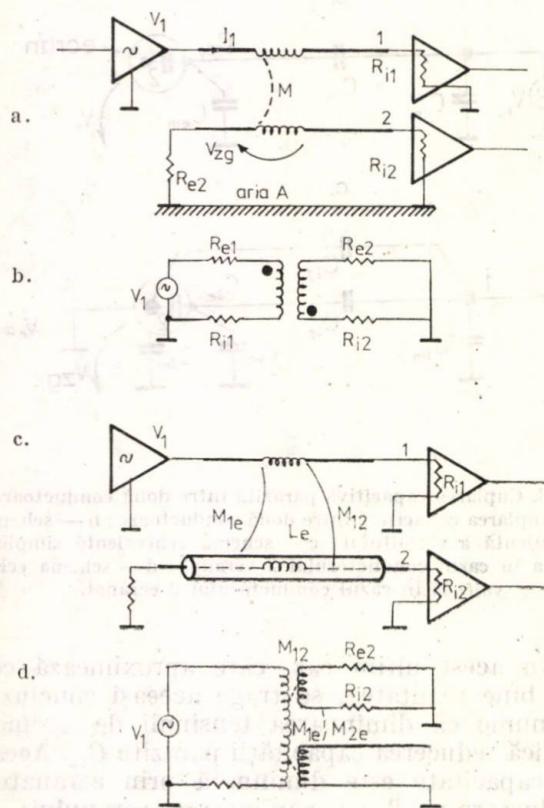


Fig. 4. Cuplajul inductiv parazit între două conductoare : a — cuplajul inductiv între două conductoare; b — schema echivalentă; c — cuplajul inductiv între două conductoare între care receptorul este ecranat; d — schema echivalentă.

Pentru studierea cuplajului magnetic dintre ecran și conductorul interior trebuie ținut seama de faptul că :

— inducția magnetică B în interiorul unui conductor tubular parcurs de un curent axial uniform este nulă [2];

— inductanța tubului ecran L_e și inductanța mutuală dintre ecran și conductorul central M sint egale [1].

Ecranarea radiației magnetice

Se consideră circuitul din figura 5 și se calculează tensiunea indusă în conductorul 2 de cîmpul magnetic radiat de circuitul 1. Inductanțele mutuale ecran-conductorul 2, M_{e2} , și conductorul 1 — conductorul 2, M_{12} sint egale întrucît fluxul Φ , în care se află cele două conductoare, este același ca și curentul din circuitul sursă, I_1 este același cu I_e , curentul din ecran.

$$M_{12} = \frac{\Phi}{I_1}, \quad M_{e2} = \frac{\Phi}{I_e}, \quad (8)$$

deci : $M_{e2} = M_{12}$.

Tensiunea de zgomet, V_{zg2} , este :

$$V_{zg2} = J\omega M_{12} I_1 - J\omega M_{e2} I_1;$$

ținînd seama de (8) $V_{zg2} = 0$.

Prin urmare, pentru împiedicarea radiației magnetice a unui circuit sursă acesta trebuie ecranat iar prin ecran trebuie să treacă un curent egal dar de semn contrar cu cel din conductorul central (fig. 5).

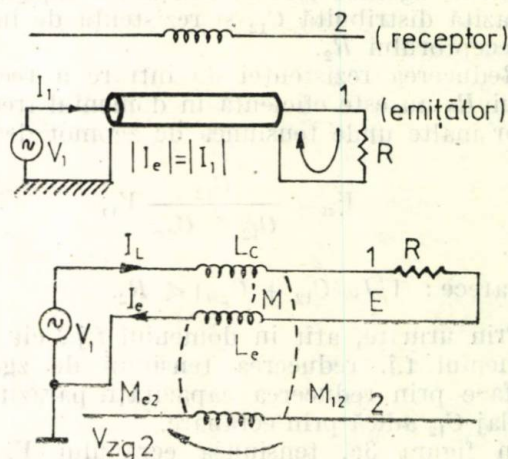


Fig. 5. Ecranarea radiației magnetice a emițătorului.

Ecranarea receptorului împotriva cîmpului magnetic

Pentru ca într-un circuit aflat într-un cîmp magnetic parazit să se inducă o tensiune parazită cît mai mică, trebuie ca aria buclei formate de respectivul circuit să fie cît mai mică.

În figura 6 se văd mai multe cazuri în care s-a pus în evidență aria buclei.

Pe lîngă măsurile de ecranare a sursei și a receptorului în cazul cîmpului magnetic se recomandă :

— să se evite ca același cablu multifilar să conțină și semnale de curent slab și semnale de forță;

- să se afecteze conectoare separate pentru semnalele de nivele diferite de putere;
- în cazul în care nu pot fi respectate aceste cerințe trebuie să se grupeze semnalele funcție

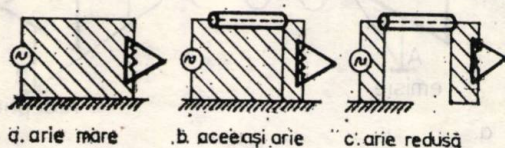
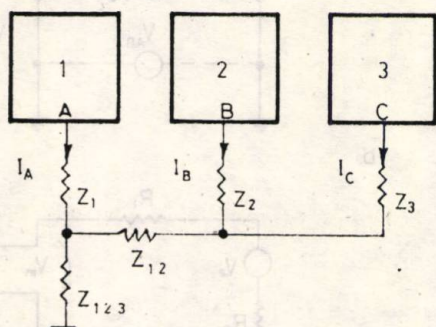
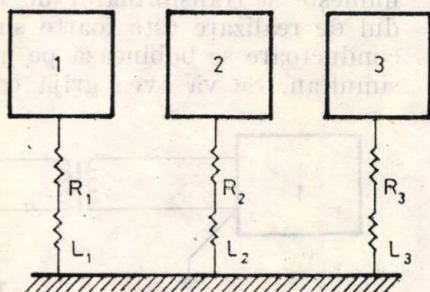


Fig. 6. Efectul ecranului și a pământării asupra ariei buclei circuitului receptor: a — arie mare; b — aceeași arie; c — arie redusă.

de nivelele de putere, iar grupările să se separe prin pini conectați la masă.



a.



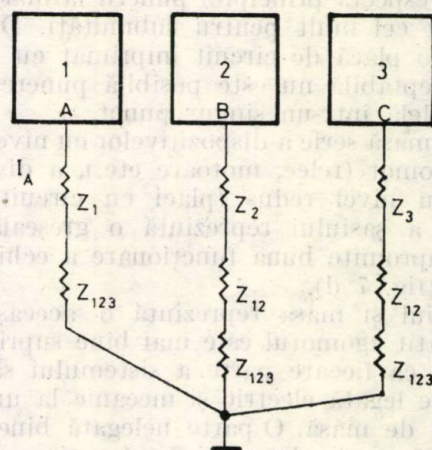
c.

2. Punerea la masă

Punerea la masă corectă reprezintă un important mijloc de reducere a zgomotului. Se cunosc mai multe moduri distincte de punere la masă între care: punerea la masă serie, punerea la masă paralelă într-un punct și punerea la masă paralelă în mai multe puncte.

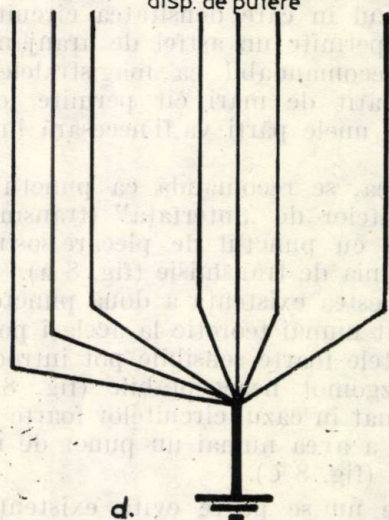
Punerea la masă serie nu este recomandată deoarece consumul unor circuite, plăci, subansamble etc., influențează potențialul masei celorlalte circuite inseriate (fig. 7a).

Punerea la masă paralelă într-un singur punct este cea recomandată în domeniul frecvențelor



b.

circ cu nivel scăzut de zgomot
motoare, rele, disp. de putere
șasiu



d.

Fig. 7. Modele de punere la masă: a — punere la masă în serie,

Text: $V_A = (Z_{123} + Z_1)I_A + Z_{123}(I_B + I_C)$,
 $V_B = (Z_{123} + Z_{12} + Z_2)I_B + Z_{123}I_A + (Z_{123} + Z_{12})I_C$,
 $V_C = (Z_{123} + Z_{12} + Z_3)I_C + Z_{123}(I_A + I_B) + Z_{12}I_B$,
 b — punere la masă în paralel într-un singur punct.

Text: $V_A = (Z_{123} + Z_1)I_A$,
 $V_B = (Z_{123} + Z_{12} + Z_2)I_B$,
 $V_C = (Z_{123} + Z_{12} + Z_3)I_C$.

c — punere la masă în paralel în mai multe puncte recomandată în domeniul i.f.; d — punere la masă a dispozitivelor cu nivele diferite de zgomot,

joase; această metodă presupune un cablaj mai elaborat (fig. 7 b).

În domeniul frecvențelor înalte, inductanțele conductoarelor de punere la masă devin importante, crescând susceptibilitatea cuplării parazite; din această cauză conductoarele de punere la masă trebuie să fie cât mai scurte. Din acest motiv se practică în domeniul frecvențelor înalte punerea la masă paralelă în mai multe puncte. Punerea la masă paralelă în mai multe puncte impune existența unui plan de masă (fig. 7 c).

În domeniul frecvențelor joase punerea la masă este o combinație a celor două moduri de legare la masă serie și paralelă, întrucât nu se poate respecta principiul punerii la masă paralele decât cel mult pentru subunități. De exemplu, pe o placă de circuit imprimat cu o densitate acceptabilă nu este posibilă punerea la masă paralelă într-un singur punct.

Punerea la masă serie a dispozitivelor cu nivel ridicat de zgomot (relee, motoare etc.), a dispozitivelor cu nivel redus (plăci cu circuite integrate) și a șasiului reprezintă o greșeală ce poate compromite buna funcționare a echipamentului. (fig. 7 d).

Cu cât șasiul și masa reprezintă o aceeași entitate, cu atât zgomotul este mai bine suprimat. Trebuie ca fiecare parte a sistemului să fie foarte bine legată electric și mecanic la un punct comun de masă. O parte nelegată bine, sau slab legată poate, dimpotrivă, să acționeze ca un radiator de zgomot.

Pe plăcile de circuit imprimat dublu strat este bine ca o față a circuitului să fie afectată masei; în cazul în care densitatea circuitelor integrate nu permite un astfel de aranjament este foarte recomandabil ca magistralele de masă să fie atât de mari cât permite locul, chiar dacă în unele părți va fi necesară îngustarea lor.

De asemenea, se recomandă ca punctul de masă a circuitelor de „interfață” (transmisie) să fie același cu punctul de plecare/sosire a mesei de pe linia de transmisie (fig. 8 a).

Cu toate acestea existența a două puncte de masă care sînt numai teoretic la același potențial, la circuitele foarte sensibile pot introduce tensiuni de zgomot neacceptabile (fig. 8 b). O cale de urmat în cazul circuitelor foarte sensibile este de a avea numai un punct de referință la masă (fig. 8 c).

Acolo unde nu se poate evita existența a două puncte de masă, spargerea buclei de masă se poate face prin transformatoare de izolare, prin optocuplare (fig. 9).

Iar în cazurile în care nu se poate evita existența a două puncte de masă și se impune păstrarea nivelului de curent continuu se reduce efectul diferenței de potențial dintre cele două puncte de masă printr-un șoc plasat în lungul conductoarelor de conexiuni. Acest șoc se mai

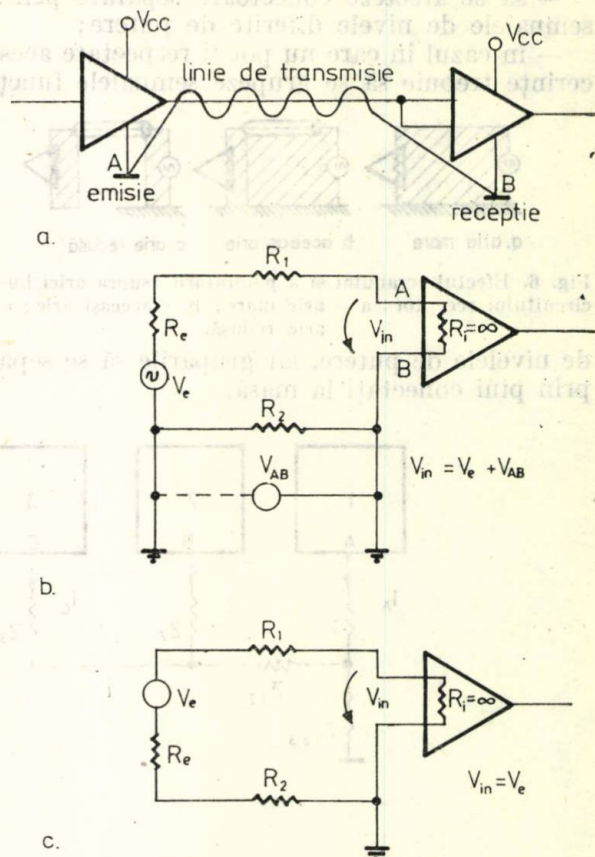


Fig. 8. Punerea la masă a liniilor de transmisie și a circuitelor sensibile.

numește și transformator de neutralizare. Modul de realizare este foarte simplu: cele două conductoare se bobinează pe un miez magnetic simultan. Se va avea grijă ca regimul de c.c.

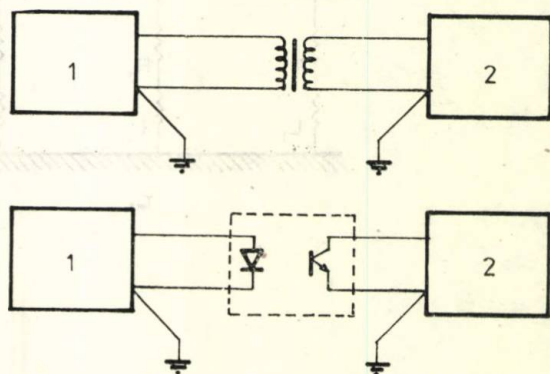


Fig. 9. Tehnici de evitare a buclei de masă între circuite.

să nu satureze miezul. În figura 10 se prezintă modul de conexiune a două circuite prin intermediul transformatorului de neutralizare și două circuite echivalente pentru analiză. În cazul din figura 10 b s-a neglijat diferența de potențial dintre punctul A și B, aici:

$$V_{IN} = I_S R_t \quad (9)$$

unde :

$$I_s = \frac{V_e}{J\omega L_1 + J\omega L_2 - 2J\omega M + 2R + R_i}, \quad (10)$$

și dacă se ține seama că $L_1 = L_2 = M$, atunci :

$$V_{IN} = \frac{R_i}{2R + R_i} V_e,$$

$$\text{cum } R_i \gg R, V_{IN} \simeq V_e. \quad (11)$$

În figura 10 c pentru analiza efectului diferenței de potențial dintre cele două puncte de masă s-a neglijat sursa de semnal V_e .

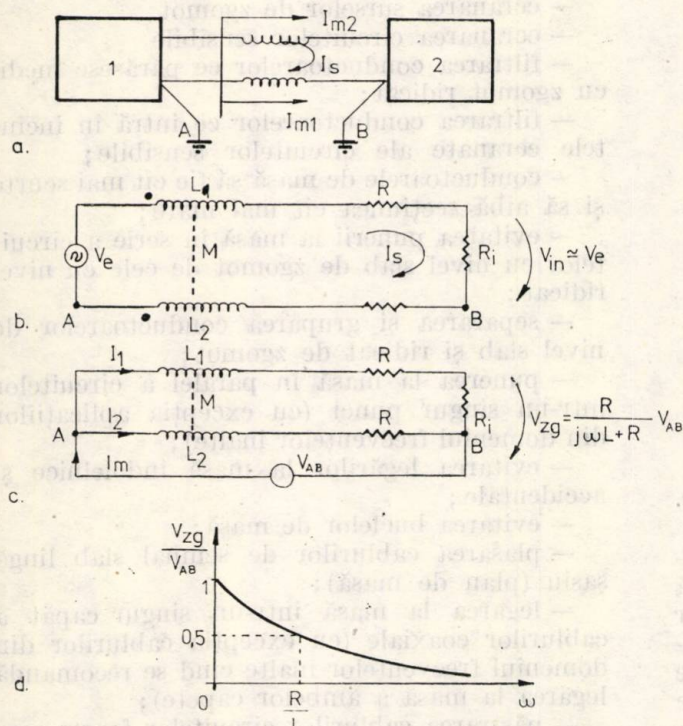


Fig. 10. Efectul transformatorului de neutralizare.

Din ecuațiile lui Kirchhoff pe cele două bucle de circuit avem :

$$V_{AB} = J\omega L_1 I_1 + J\omega M I_2 + I_1(R_i + R), \quad (13)$$

$$V_{AB} = J\omega L_2 I_2 + J\omega M I_1 - I_2 R, \quad (14)$$

avînd în vedere faptul că $L_1 = L_2 = M$ și $R_i \gg R$ găsim :

$$I_1 = \frac{V_{AB}}{R_i} \cdot \frac{R}{J\omega L + R}, \quad (15)$$

deci :

$$V_{ZG} = I_1 R_i,$$

$$V_{ZG} = V_{AB} \frac{R}{J\omega L + R}. \quad (16)$$

De aici se observă că pentru a avea o tensiune de zgomot cît mai mică, rezistența firelor de conexiuni trebuie să fie cît mai mică, în timp ce inductanțele $L_1 = L_2$ ale transformatorului de neutralizare să fie cît mai mari. La frecvențe mari tensiunea de zgomot tinde către zero (fig. 10).

3. Zgomotul etajelor de ieșire totem-pole

Tranziția porților logice cu ieșirea totem-pole din starea logică 0 în starea logică 1 absoarbe un vîrf de curent ce se resimte în sistemul de alimentare. Acest vîrf de curent se datorează faptului că bascularea tranzistorului T_2 din saturație în blocare este mai lentă decît trecerea tranzistorului T_1 din blocare în saturație (fig. 11). Astfel, pentru un moment scurt se leagă sursa de alimentare prin $R_{CE1 \text{ sat}} + R + R_{CE2 \text{ sat}}$, o valoare mică, la masă. Acest fapt explică vîrfurile de curent absorbit de porțile logice la tranziția din 0 în 1. În figura 12 se pune în evidență acest vîrf de curent pentru mai multe serii de porți logice în funcție de sarcină.

Vîrfurile de curent se resimt în sistemul de alimentare care le „distribuie”. Pentru evitarea acestui fapt se impune : o sursă cu rezistența internă mică, un sistem de alimentare cu impedanța serie cît mai mică și o decuplare corespunzătoare a circuitelor logice cu ieșirea totem-pole.

Din motive tehnice, dar și de cost, cu primele două condiții se merge numai pînă la o anumită limită, de aceea soluția practică este decuplarea. Din aceste rațiuni circuitele cu ieșirea totem-pole de putere și de viteză trebuie decuplate individual.

4. Decuplarea și filtrarea

Deoarece sursa de alimentare și sistemul său de distribuție nu reprezintă o sursă ideală se prevăd condensatoare distribuite la sarcini pentru a diminua și limita răspîndirea zgomotului prin sistemul de alimentare.

Cînd o poartă își schimbă starea, capacitățile parazite, C_p , trebuie încărcate sau descărcate pentru atingerea stării dorite. Capacitatea trebuie încărcată de un curent I :

$$I_c = C_p \cdot \frac{dv}{dt}. \quad (16)$$

Din această ecuație se observă curentul tranzitoriu corespunzător sarcinii capacitive, ce trebuie suportat de sursă, care este cu atît mai mare cu cît circuitele TTL sînt mai rapide.

În figura 12 se prezintă comparativ comportarea porților logice standard, de mică putere și rapide la diferite sarcini.

Pentru o filtrare corespunzătoare, capacitatea trebuie să suplinească virful de curent pentru o perioadă de timp mai mare decât lățimea pulsului de curent.

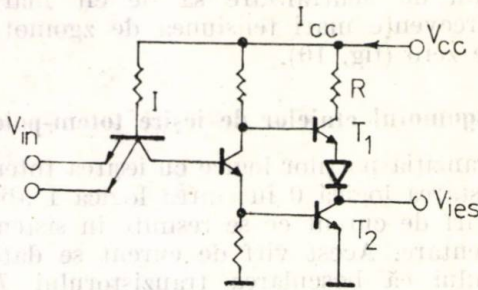


Fig. 11. Poarta TTL cu ieșire totem-pole.

	400L	400	400H
V_{ies}	5V 0V		
I_{cc} fără sarcină	1mA/div	1mA/div	5mA/div
I_{cc} sarcină 50 pF	1mA/div	2mA/div	5mA/div
putere timp de propaga- re	TTL de mică putere 1mW/poartă 33 ns	TTL standard 12 ns	TTL rapid 5 ns

Fig. 12. Comparație între diferitele serii de circuite integrate.

Capacitoarele ideale trebuie să aibă capacitatea mare, să facă față schimbărilor de lungă durată, și reactanță mică necesară regimurilor tranzitorii rapide. Întrucât astfel de capacități nu există sau sunt scumpe se folosesc, de obicei, două tipuri de condensatoare, unele de decuplare în domeniul frecvențelor înalte și altele în domeniul frecvențelor joase. Calculul acestor capacități e simplu. Se ia în considerație atât domeniul frecvențelor joase, cât și înalte separat:

— pentru domeniul frecvențelor înalte se presupune, de exemplu:

$$I_{cc} = 100 \text{ mA}, T = 25 \text{ ns}$$

și se impune:

$$V_{rv} = 0,1 \text{ V},$$

prin urmare:

$$C_1 = \frac{I_{cc} T}{V} = \frac{100 \cdot 10^{-3} \cdot 25 \cdot 10^{-9}}{0,1} = 25 \text{ nF},$$

— pentru domeniul frecvențelor joase se presupune, de exemplu:

$$I_{cc} = 100 \text{ mA}, T = 25 \text{ } \mu\text{s}$$

și se impune $V_{rv} = 0,1 \text{ V}$, prin urmare:

$$C_2 = \frac{I_{cc} T}{V} = \frac{100 \cdot 10^{-3} \cdot 25 \cdot 10^{-6}}{0,1} = 25 \text{ } \mu\text{F}.$$

Uneori se adaugă o inductanță serie 2—5 μH pentru îmbunătățirea decuplării. Trebuie avută în vedere însă posibilitatea rezonanței, fapt pentru care de cele mai multe ori se evită acest mod de îmbunătățire a decuplării.

Anexă

În lista ce urmează se prezintă într-o formă scurtă tehnicile de reducere a zgomotului cele mai importante și mai des folosite:

- ecranarea surselor de zgomot
- ecranarea circuitelor sensibile
- filtrarea conductoarelor ce părăsesc medii cu zgomot ridicat;
- filtrarea conductoarelor ce intră în incintele ecranate ale circuitelor sensibile;
- conductoarele de masă să fie cât mai scurte și să aibă secțiunea cât mai mare;
- evitarea punerii la masă în serie a circuitelor cu nivel slab de zgomot de cele cu nivel ridicat;
- separarea și gruparea conductoarelor de nivel slab și ridicat de zgomot;
- punerea la masă în paralel a circuitelor într-un singur punct (cu excepția aplicațiilor din domeniul frecvențelor înalte);
- evitarea legărilor la masă îndoielnice și accidentale;
- evitarea buclelor de masă;
- plasarea cablurilor de semnal slab lângă șasiu (plan de masă);
- legarea la masă într-un singur capăt a cablurilor coaxiale (cu excepția cablurilor din domeniul frecvențelor înalte când se recomandă legarea la masă a ambelor capete);
- păstrarea cablurilor circuitelor foarte sensibile cât mai scurte;
- menținerea capetelor ce ies din cablurile ecranate cât mai scurte;
- decuplarea circuitelor receptoare să se facă cât mai aproape de punctele de alimentare;
- folosirea la circuitele receptoare, numai a benzii de frecvență necesară pentru creșterea imunității de zgomot.

S-a constatat, în diferite proiecte logice, apariția destul de frecventă a unor greșeli simple, ce provin din faptul că nu se ține seama de faptul că se lucrează într-un mediu perturbat. Aceste erori de proiectare conduc la reducerea imunității la zgomot a sistemului logic până acolo, uneori, încât îl fac de neutilizat.

Se listează în continuare câteva considerații de care trebuie ținut seama în proiectele logice cu circuite integrate:

— magistralele de masă să fie cât mai late cu putință, dacă este posibil să se formeze un plan de masă;

— decuplarea oscilatoarelor, amplificatoarelor de magistrală, circuitelor LSI și a circuitelor de putere să se facă prin condensatoare ceramice individuale strict în apropierea acestora;

— să se respecte sarcina maximă admisă (fan-out-ul) pentru păstrarea benzii de imunitate la zgomot;

— condiționările la +1 logic să nu se facă la tensiunea de alimentare, ci la o ieșire pe poartă ținută în starea de +1 logic;

— ieșiri de circuite basculante, numărătoare, registre etc., nu se admit ca emițătoarele de linie din cauza comutării parazite prin colector, datorate paraziților sau semnalelor reflectate;

— nu se admit intrări lăsate în aer mai ales intrări de circuit receptor;

— nu se admite ca o ieșire de emițător de linie să fie, în același timp, și intrare pe respectiva placă;

— nu se admit linii de transmisiuni directe pentru lungimi mai mari de 25 cm;

— se admit linii de transmisiuni însoțite de linii de masă pînă la lungimea de 50 cm;

— se recomandă cabluri răsucite între circuite emițătoare de putere (CDB440) și circuite

receptoare de rezistență de intrare mică, pentru lungimi de pînă la 30 m.

În figura 13 a se prezintă pe o schemă logică unele greșeli elementare despre care s-a vorbit mai sus și în figura 13 b, pe aceeași schemă logică modul de evitare a acestora.

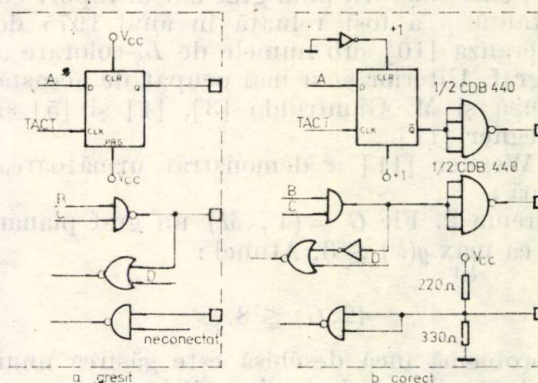


Fig. 13. Comparație între două proiecte ale aceleiași scheme.

Bibliografie

- [1] Henry, W. OTT, Noise reduction techniques in electronic systems. John Wiley & Sans 1976.
- [2] Tugulea, A. Bazele electrotehnicii, Curs IPB 1968.

CZ 565.6 : 537.12

NUMĂR CROMATIC
GRAFE BIPARTITE

Asupra numărului cromatic $\gamma(3, G)$ al grafelor bipartite

FLORICA KRAMER, HORST KRAMER* — CLUJ-NAPOCA

În lucrarea de față se vor folosi o serie de noțiuni și notații din cartea lui C. Berge [2]. Fie $G = (V, M)$ un graf conex, finit, neorientat, fără bucle și fără muchii multiple, unde cu V s-a notat mulțimea vîrfurilor, iar cu M mulțimea muchiilor grafului dat. Pentru $x, y \in V$ se vor nota cu $g(x)$ gradul vîrfului x , iar cu $d_G(x, y)$ distanța între vîrfurile date x și y în graful G , adică lungimea celui mai scurt drum, care leagă vîrfurile x și y (prin lungimea unui drum se înțelege numărul muchiilor din drumul dat). Fie p un număr natural dat, $p \geq 1$. În lucrarea [6] din anul 1969 s-a considerat problema colorării unui graf dat G , în raport cu o distanță dată p :

Definiția 1. Se va numi colorare admisibilă, în raport cu distanța p cu k culori a unui graf dat $G = (V, M)$, o funcție $f: V \rightarrow \{1, 2, \dots, k\}$ astfel încît: $\forall x, y \in V$ pentru care $1 \leq d_G(x, y) \leq p \Rightarrow f(x) \neq f(y)$.

Numărul minim k pentru care există o colorare admisibilă în raport cu distanța p se va nota cu $\gamma(p, G)$ numindu-l numărul cromatic în raport cu distanța p a grafului G .

Definiția 2. Fie G un graf simplu, conex și fie p un număr natural dat. Se va nota cu $G^p = (V, M_p)$ graful, care are aceeași mulțime de vîrfuri V ca și graful G , iar mulțimea muchiilor M_p este determinată prin:

$$(x, y) \in M_p \Leftrightarrow 1 \leq d_G(x, y) \leq p.$$

Evident că, între numărul cromatic $\gamma(p, G)$ și numărul cromatic $\gamma(G)$ obișnuit al unui graf G există următoarea legătură:

$$\gamma(p, G) = \gamma(1, G^p) = \gamma(G^p).$$

În lucrările [6], [7] și [8] s-au obținut delimitări pentru numărul cromatic $\gamma(p, G)$, dintre care se vor aminti aici următoarea:

Teorema 1. Fie $G = (V, M)$ un graf finit, conex, fără bucle și p un număr natural dat,

* Institutul de tehnică de calcul — filiala Cluj-Napoca.

$p \geq 2$. Avem $\gamma(p, G) = p + 1$, dacă și numai dacă intervine unul din cazurile următoare:

- $|V| = p + 1$;
- graful G constă dintr-un drum de lungime mai mare decât p ;
- graful G este un circuit a cărui lungime este un multiplu al lui $p + 1$.

Problema colorării unui graf dat în raport cu o distanță p a fost reluată în anul 1975 de F. Speranza [10] sub numele de L_S -colorare a unui graf. Ulterior s-au mai ocupat de această problemă și M. Gionfriddo [3], [4] și [5] și G. Wegner [11].

G. Wegner [11] a demonstrat următoarea teoremă:

Teorema 2. Fie $G = (V, M)$ un graf planar astfel ca $\max_{x \in V} g(x) \leq 3$. Atunci:

$$\gamma(2, G) \leq 8.$$

O problemă încă deschisă este găsirea unui graf planar de grad maxim ≤ 3 , pentru care $\gamma(2, G) = 8$.

În lucrarea de față se vor stabili unele delimitări pentru numărul cromatic $\gamma(3, G)$ al grafelor bipartite de grad maxim ≤ 3 .

Definiția 3. Un graf se numește bipartit, dacă mulțimea vîrfurilor sale poate fi partitionată în două clase A și B , astfel ca muchiile grafului să lege numai noduri din clasa A cu noduri din clasa B . Un graf bipartit se va nota cu $G = (A, B, M)$.

Aceste noțiuni fiind definite, se poate enunța următoarea teoremă:

Teorema 3. Fie $G = (A, B, M)$ un graf planar, bipartit, astfel ca $\max_{x \in A \cup B} g(x) \leq 3$. Atunci:

$$\gamma(3, G) \leq 8.$$

Delimitarea obținută este exactă în sensul că, există grafe bipartite, planare și cubice, pentru care $\gamma(3, G) = 8$.

Demonstrație. Se va nota cu $G_A = (A, M_A)$ graful, care are mulțimea vîrfurilor A , iar mulțimea muchiilor M_A este definită prin:

$$(x, y) \in M_A \Leftrightarrow d_G(x, y) = 2.$$

Acest graf G_A poate fi obținut din graful G prin eliminarea vîrfurilor din B și apoi prin aplicarea următoarelor două operații:

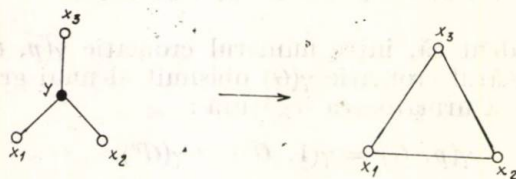


Fig. 1

a) Oricare 3- stea (vezi fig. 1) cu centrul într-un vîrf y din B (prin urmare vîrfurile x_1, x_2, x_3 adiacente cu y sînt din A) se înlocuiește prin circuitul $x_1x_2x_3x_1$.

b) Dacă un vîrf y din B este de gradul 2 și x_1, x_2 sînt vîrfurile din A adiacente în G cu y , se înlocuiește drumul de lungime $2x_1yx_2$ printr-o muchie (x_1, x_2) în G_A .

În mod analog, se definește graful $G_B = (B, M_B)$ cu mulțimea vîrfurilor B și cu mulțimea muchiilor M_B determinată de:

$$(x, y) \in M_B \Leftrightarrow d_G(x, y) = 2.$$

Din planaritatea grafului inițial G și din modul de construcție a grafelor G_A și G_B , rezultă imediat faptul, că atât graful G_A , cît și graful G_B sînt planare. Conform teoremei celor patru culori [1], atât graful G_A cît și graful G_B pot fi colorați fiecare în parte cu cite patru culori. Există, așadar, o colorare a vîrfurilor grafului G_A cu patru culori, adică, există o funcție $f_1: A \rightarrow \{1, 2, 3, 4\}$ astfel că:

$$(x, y) \in M_A \Rightarrow f_1(x) \neq f_1(y)$$

și există de asemenea o colorare a vîrfurilor grafului G_B cu alte patru culori, fie ele din mulțimea $\{5, 6, 7, 8\}$; deci, există o funcție $f_2: B \rightarrow \{5, 6, 7, 8\}$ astfel că:

$$(x, y) \in M_B \Rightarrow f_2(x) \neq f_2(y).$$

Se definește atunci următoarea colorare cu opt culori a întregului graf $G = (A, B, M)$:

$$f: A \cup B \rightarrow \{1, 2, \dots, 8\},$$

prin:

$$f(x) = \begin{cases} f_1(x), & \text{dacă } x \in A \\ f_2(x), & \text{dacă } x \in B. \end{cases}$$

Se verifică apoi faptul că această colorare a lui G cu cel mult 8 culori este admisibilă față de distanța 3, deci că:

$$x, y \in A \cup B, 1 \leq d_G(x, y) \leq 3 \Rightarrow f(x) \neq f(y).$$

Într-adevăr, dacă $d_G(x, y) = 1$ sau $d_G(x, y) = 3$ rezultă, că unul dintre vîrfuri, fie el x , aparține lui A , iar vîrfurile y aparține lui B . Prin urmare, este evident, că $f(x) \neq f(y)$. Dacă $d_G(x, y) = 2$, rezultă din caracterul bipartit al grafului G , că ambele vîrfuri x și y aparțin lui A sau ambele vîrfuri aparțin lui B . Se deosebesc atunci cazurile:

a) dacă $x, y \in A$ și $d_G(x, y) = 2$, rezultă $(x, y) \in M_A$ și, prin urmare:

$$f(x) = f_1(x) \neq f_1(y) = f(y),$$

b) dacă $x, y \in B$ și $d_G(x, y) = 2$, rezultă $(x, y) \in M_B$ și, prin urmare:

$$f(x) = f_2(x) \neq f_2(y) = f(y).$$

Cu aceasta s-a demonstrat faptul, că pentru G avem $\gamma(3, G) \leq 8$.

Observație. Faptul că această delimitare nu poate fi îmbunătățită se vede din exemplul următor: fie $G = (A, B, M)$ graful hexaedru-

lui, care este un graf cubic, bipartit cu 8 vîrfuri și are diametrul $D(G) = 3$. Rezultă atunci, conform teoremei 1 din [6]:

$$\gamma(3, G) = |A \cup B| = 8.$$

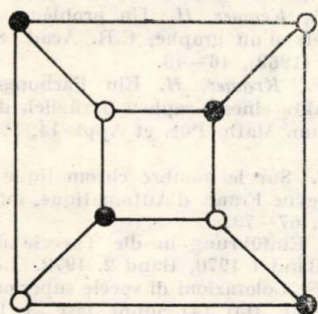


Fig. 2

Se va analiza în continuare modul în care se modifică delimitarea din teorema precedentă, dacă se slăbesc ipotezele ei. Dacă se renunță la planaritatea grafului G se obține:

Teorema 4. Fie $G = (A, B, M)$ un graf bipartit astfel ca $\max_{x \in A \cup B} g(x) \leq 3$. Atunci:

$$\gamma(3, G) \leq 14.$$

Delimitarea obținută este exactă în sensul că, există grafe bipartite și cubice pentru care $\gamma(3, G) = 14$.

Demonstrație. Fie $G_A = (A, M_A)$ și $G_B = (B, M_B)$ din nou cele două grafe obținute în demonstrația precedentă. Analizînd cele două operații, cu ajutorul cărora se poate obține, de exemplu, graful G_A , se observă că o muchie $(x, y) \in M$, cu $x \in A$ și $y \in B$ poate genera în G_A cel mult două muchii. Deoarece graful G a fost de grad maxim ≤ 3 , rezultă imediat că graful G_A este de grad maxim ≤ 6 . Evident, că și graful G_B este atunci de grad maxim ≤ 6 . Conform unei teoreme cunoscute (vezi de ex. [9], vol. I, Satz IV.2.1) se știe că pentru un graf de grad maxim δ , avem pentru numărul cromatic $\gamma(G) \leq \delta + 1$. Există, așadar, o colorare a lui G_A cu cel mult șapte culori, adică există o funcție $f_1: A \rightarrow \{1, 2, 3, \dots, 7\}$ astfel că:

$$(x, y) \in M_A \Rightarrow f_1(x) \neq f_1(y).$$

Analog, există o colorare a lui G_B cu cel mult șapte culori. Se vor folosi însă, pentru această colorare, culorile $\{8, 9, \dots, 14\}$. Există, deci, o funcție $f_2: B \rightarrow \{8, 9, \dots, 14\}$ astfel că:

$$(x, y) \in M_B \Rightarrow f_2(x) \neq f_2(y).$$

Se definește apoi funcția $f: A \cup B \rightarrow \{1, 2, \dots, 14\}$ prin:

$$f(x) = \begin{cases} f_1(x), & \text{dacă } x \in A \\ f_2(x), & \text{dacă } x \in B. \end{cases}$$

Astfel, s-a obținut o colorare a vîrfurilor grafului G cu cel mult 14 culori. Se va verifica acum

faptul că această colorare este admisibilă față de distanța 3, adică:

$$x, y \in A \cup B, 1 \leq d_G(x, y) \leq 3 \Rightarrow f(x) \neq f(y).$$

Ca și în demonstrația precedentă, rezultă din caracterul bipartit a lui G faptul că, dacă $d_G(x, y) = 1$ sau $d_G(x, y) = 3$, unul dintre noduri, fie el x , aparține lui A , iar $y \in B$ și, prin urmare, $f(x) \neq f(y)$. Dacă $d_G(x, y) = 2$ se poate repeta raționamentul din teorema precedentă. Cu aceasta demonstrația delimitării $\gamma(3, G) \leq 14$ este completă.

Observație. Faptul că această delimitare nu poate fi îmbunătățită, se vede din exemplul grafului lui Heawood (fig. 3), care este un graf cubic, bipartit cu 14 vîrfuri și de diametru 3. Avem atunci $\gamma(3, G) = |A \cup B| = 14$.

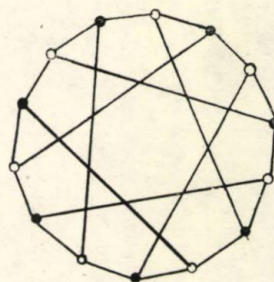


Fig. 3

Teorema 4 poate fi generalizată imediat în sensul următor:

Teorema 5. Fie $G = (A, B, M)$ un graf bipartit cu $\delta = \max_{x \in A \cup B} g(x)$. Numărul cromatic a lui G în raport cu distanța 3 verifică atunci inegalitatea: $\gamma(3, G) \leq 2(1 + \delta(\delta - 1))$.

Demonstrație. Și în această demonstrație se vor folosi cele două grafe $G_A = (A, M_A)$ și $G_B = (B, M_B)$ introduse în demonstrația de la teorema 3. Deoarece $\delta = \max \{g(x) | x \in A \cup B\}$, rezultă, că numărul nodurilor y din graful G , care sint la o distanță egală cu 2 față de un nod dat, este cel mult egal cu $\delta(\delta - 1)$. Rezultă așadar că, gradul în graful G_A (respectiv în G_B) al fiecărui nod este cel mult egal cu $\delta(\delta - 1)$. Conform teoremei IV.2.1 din [9] există atunci o colorare a nodurilor grafului G_A cu cel mult $\delta(\delta - 1) + 1$ culori, adică există o funcție $f_1: A \rightarrow \{1, 2, \dots, \delta(\delta - 1) + 1\}$, care verifică implicația: $(x, y) \in M_A \Rightarrow f_1(x) \neq f_1(y)$.

Analog, există o colorare a vîrfurilor grafului G_B cu cel mult $\delta(\delta - 1) + 1$ culori. În această colorare se vor folosi însă culori din mulțimea $\{\delta(\delta - 1) + 2, \delta(\delta - 1) + 3, \dots, 2(\delta(\delta - 1) + 1)\}$. Există deci o funcție $f_2: B \rightarrow \{\delta(\delta - 1) + 2, \delta(\delta - 1) + 3, \dots, 2(1 + \delta(\delta - 1))\}$, care să verifice: $(x, y) \in M_B \Rightarrow f_2(x) \neq f_2(y)$. Se

definește apoi o colorare a grafului G cu cel mult $2(1 + \delta(\delta - 1))$ culori:

$$f: A \cup B \rightarrow \{1, 2, \dots, 2(1 + \delta(\delta - 1))\}.$$

Verificarea faptului, că această colorare este admisibilă față de distanța 3 este la fel cu cea din teorema 3 sau 4.

Bibliografie

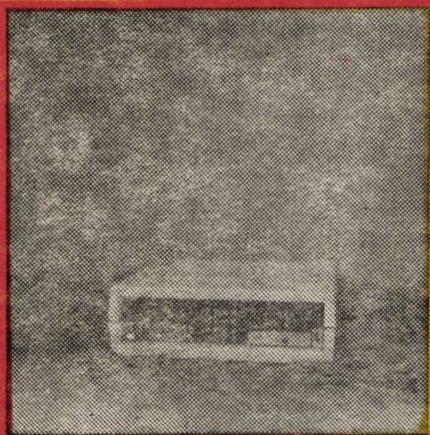
- [1] Appel, K., Haken, W. Every planar map is four colorable, Illinois J. Math. 21 (1977), 429–490.
- [2] Berge, C. Graphs et Hypergraphes, Dunod, Paris, 1970.
- [3] Gionfriddo, M. Sulle colorazioni L_s d'un grafo finito, Boll. Un. Mat. Ital. (5) 15-a, (1978), 444–458.
- [4] Gionfriddo, M. Su un problema relativo alle colorazioni L_2 d'un grafo planare e colorazioni L_s , Riv. Mat. Univ. Parma 4, 6, 1980, 151–160.
- [5] Gionfriddo, M., Alcuni risultati relativi alle colorazioni L_s d'un grafo, Riv. Mat. Univ. Parma 4, 1980, 125–133.
- [6] Kramer, F., Kramer, H. Un problème de coloration des sommets d'un graphe, C.R. Acad. Science Paris, Ser. A2, 8 (1969), 46–48.
- [7] Kramer, F., Kramer, H. Ein Färbungsproblem der Knotenpunkte eines Graphen bezüglich der Distanz p , Revue Roum. Math. Pur. et Appl. 14, 1969, 7, 1031–1038.
- [8] Kramer, F. Sur le nombre chromatique $K(p, G)$ des graphes, Revue Franc. d'Automatique, inf. Rech. Oper. R-1 (1972), 67–70.
- [9] Sachs, H., Einführung in die Theorie der endlichen Graphen, Band I 1970, Band 2, 1972, Leipzig.
- [10] Speranza, F. Colorazioni di specie superiore d'un grafo, Boll. Un. Mat. Ital. (4) Suppl. fasc. 3, 1975, 53–62.
- [11] Wegner, G. Graphs with given diameter and a coloring problem, (Preprint 1976).



I.T.C. FILIALA CLUJ-NAPOCA

Str. REPUBLICII nr. 109
3400 CLUJ-NAPOCA

We are also developing products in small series by microproduction activity: specialized minicomputers, display terminals, semiautomatic wrapping - machines.



The applicative research for industry represents one of the main activities of our branch. The equipments designed by the institute are manufactured by specialized Romanian plants. Some of our latest developments:

DAF 1001 - an alphanumeric display terminal with serial interface, teletype compatible.

DAF 1002 - an alphanumeric display with parallel interface.

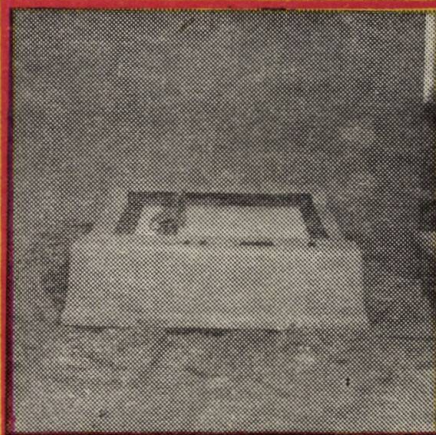
MD-10 - an intelligent plotter, controlled by a built in microprocessor which accepts data via the RS 232 C interface.

We are designing units of digital command for machine - tools, plotters, optical character readers, minicomputers for image processing, graphic displays, telecommunications interfaces for minicomputers.

Our specialists, having a rich experience in logic system based on microprocessors are offering you their services for developing peripherals and equipments for industrial automation.

Plotting capability of MD-10 covers linear and circular interpolations and alphanumeric characters:

- area : 400 x 290 mm
- speed : 280 mm/s
- resolution : 0,1 mm/s
- chart hold down: electrostatic
- interface : RS 232 C
- weight : 20 kg



One of our microcomputer development systems:

- 8080 microprocessor controls all functions,
- hardware interfaces and software drivers provided for TTY, CRT, paper tape reader, paper tape punch and EPROM (2704, 2708) programmer,
- ROM resident system monitor includes all necessary functions for program loading, debugging and execution,

I.T.C. Filiala Cluj-Napoca

Str. Republicii nr. 109, tel. 26060

UTILIZATORI AI CALCULATOARELOR DIN GAMA FELIX I

Compilatoarele produse la I.T.C. Cluj-Napoca pentru sistemele de calcul mari sînt recunoscute pentru calitatea lor.

- Reentranta compilatoarelor COBOL HELIOS și FORTRAN HELIOS oferă posibilitatea multicompilării programelor.
- Utilizează intens și rațional resursele sistemului de calcul.
- Oferă un surplus de mijloace de depanare intensivă a programelor, inexistente la produse similare ale firmelor cu tradiție. Consecința: un randament decisiv sporit al activității de programare.

Compilerul PL/I subsistemul FELIX necesită configurație minimă: un disc-sistem, o consolă-operator, un cititor de cartele, o imprimantă și o partiție de 50 k.o.

- Limbajul PL/I implementat acoperă toate posibilitățile oferite de sistemul de calcul.

UTILIZATORI AI MINICALCULATOARELOR INDEPENDENT ȘI CORAL I

Produsele software ale filialei I.T.C. din Cluj-Napoca sînt dovezi incontestabile ale competenței specialiștilor noștri. Ei vă stau la dispoziție.

COBOL V3 mărește considerabil utilitatea minicalculatoarelor INDEPENDENT și CORAL permițînd:

- accesul la un număr mare de programe COBOL deja elaborate;
- o depanare rapidă cu ajutorul unui depanator interactiv.

FORTRAN IV AMS este conform standardului ANS-1966, dar conține și principalele extensii ale standardului ANS-1977.

- Conține instrucțiuni pentru programarea structurată.
- Tratează tablouri ale căror dimensiuni depășesc 64 k.o.

Limbajul de programare CPL1 fiind un subset al lui PL/I poate fi utilizat la programarea aplicațiilor științifice și tehnico-inginerești, în prelucrări de date, precum și la scrierea programelor de sistem.

Cu un set complet de comenzi, BASIC-PLUS permite programatorilor începători să acumuleze rapid experiență, iar utilizatorilor experimentați să programeze orice probleme eficient și concis. BASIC-PLUS este o componentă interactivă.

UTILIZATORUL SATISFĂCUT. IATĂ SATISFACȚIA NOASTRĂ !

Utilitarul SORT sub AMS se caracterizează prin mulțimea funcțiilor pe care le realizează:

- Furnizează patru tehnici de sortare.
- Permite crearea unor fișiere de indici pentru asigurarea accesului la o bază de date.
- Are multiple posibilități de prelucrare a articolelor din fișierele de intrare și ieșire.

TRANS este o extindere a sistemului de operare AMS la probleme tranzacționale.

TRANS nu pretinde utilizatorului cunoașterea minicalculatorului. TRANS asigură: gestiunea asistată a fișierelor, jurnalizarea activității, securitatea execuției și interfețe cu limbajele de nivel înalt.

MININET/MINOS — sistem de operare de tip rețea de calculatoare proiectat pentru a interconecta echipamente de calcul din gamele CORAL și INDEPENDENT.

Utilizatorului dintr-un nod de rețea îi sînt oferite următoarele servicii:

- comunicare între terminalele nodului local cu cele situate la distanță;
- transfer de fișiere între nodurile rețelei;
- acces la fișiere din noduri la distanță prin programe scrise în limbajele, MACRO, FORTRAN sau COBOL.

2040



Elektrotech

66

Electrotehnica Electronica Automatica

AUTOMATICA ȘI ELECTRONICA • BUCUREȘTI • ANUL 27 • NR. 3 • SEPTEMBRIE 1983

ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ȘI AUTOMATICA

Anul 27

Nr. 3

septembrie 1983

AUTOMATICA ȘI ELECTRONICA

CUPRINS

CZ 621.314.7

TETRODA MOS
AMPLIFICATOARE VHF ȘI UHF

Rusu, A., Bădilă, M.: Tranzistorul MOS cu două porți (tetroda MOS).

E.E.A. — *Automatica și electronica* 27, nr. 3, sep 1983, p.89

Tetroda MOS este un dispozitiv destinat amplificării în domeniul VHF și UHF. Principala sa calitate este valoarea mică a capacității dintre poarta de control și drenă. Abordarea fabricației în țară a acestui dispozitiv a determinat pe autori să prezinte în lucrare unele caracteristici constructive, performanțe electrice și utilizări în circuite de amplificare ale tetrodei MOS.

CZ 621.383

PROTECȚIE SUPRACURRENT

Herșcovici, B.: Protecția la supracurent cu întoarcerea caracteristicii.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 27, nr. 3, sep 1983, p. 91

Se prezintă o variantă simplă de protecție electronică sensibilă la curent, cu o caracteristică curent-tensiune de tipul „cu întoarcere”, folosind un circuit basculant bistabil integrat.

CZ 621.317.39

TIRISTOARE
 di/dt

Kósa, B. ș.a.: Aparat pentru măsurarea valorilor mari ale capabilității în di/dt la tiristoare.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 27, nr. 3, sep 1983, p.93

Aparatul descris în lucrare, bazat pe o idee originală de recuperare a energiei, permite obținerea unor semnale de testare a capabilității în di/dt a tiristoarelor de putere de până la 800 A/μs. Se distinge prin consum redus de energie a circuitului de forță și gabarit redus.

CZ 621.37 : 537.847

MONITOR
TRANZACȚIE

Nițchi, S. I. ș. a.: Subsistem de gestiune a tranzacțiilor TRANS.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 27, nr. 3, sep 1983, p. 96

TRANS extinde facilitățile sistemului de operare AMS pentru probleme cu caracter tranzacțional, fiind format dintr-un monitor, un limbaj și compilator, sistem de gestiune a fișelor și un bibliotecar de pagini.

CZ 231.315.66

STABILIZATOR
CIRCUITE INTEGRATE

Sucitu, Al., Nițșoiu, D., Sucitu, Gh.: Utilizarea cirentului integrat ̢A 723 în realizarea stabilizatoarelor de tensiune înaltă cu eficiență ridicată.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 27, nr. 3, sep 1983, p.104

Lucrarea tratează o metodă de proiectare a stabilizatoarelor de tensiune continuă, de putere mare, utilizând prestabilizatoare cu tiristoare și etaje flotante, ce folosesc circuitul ̢A 723.

CZ 662.375.9

LASER CU He—Ne

Cătuneanu, V. M. ș. a.: Stabilizarea în putere a unui laser cu He—Ne.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 27, nr. 3, sep 1983, p.107

În lucrare se prezintă rezultatele obținute de autori privind stabilizarea în putere a unui laser cu He-Ne, utilizându-se o configurație experimentală în care se combină efectul modificării directe a puterii laser prin curentul de descărcare a tubului laser și cel al dependenței puterii laser de intensitatea unui cimp magnetic axial. Metoda asigură o stabilitate a puterii laser atît pentru fluctuații lente, cît și pentru fluctuații rapide ale acestia.

CZ 621.396.64

TRANSMISIUNE FSK
AMPLIFICATOR SELECTIV

Constantin, I., Drăgulescu, M., Ivanciovici, M.: Sistem de transmisiune FSK cu discontinuitate de fază controlată.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 27, nr. 3, sep 1983, p. 110

Sistemul propus de transmisiune FSK cu discontinuitate de fază controlată permite obținerea la ieșirea receptorului a unei forme de semnal superioare transmisiunii cu fază continuă. Valorile optime ale saltului de fază, asociat deplasării de frecvență, precum și caracteristica optimă de frecvență a amplificatorului selectiv, se determină utilizînd modelul liniar al sistemului de transmisie.

CZ 621.3.018

COMANDĂ NUMERICĂ
MICROPROCESOARE

Cigăian, D. ș. a., Sistem de comandă numerică de tip CNC pentru mașini-unelte în trei coordonate — SPL 400.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 27, nr. 3, sep 1983, p.116

Obiectul lucrării este prezentarea unui sistem de comandă numerică de tip CNC pentru mașini-unelte în trei coordonate, realizat la I.T.C. Filiala Cluj-Napoca pentru o freză. Este conceput pentru programarea directă la mașină, de către muncitor, de aceea s-au făcut unele abateri de la o serie de detalii ale normei de programare.

COMITETUL DE REDACȚIE

Prof. dr. doc. șt. tehn. ing. I. S. ANTONIU, membru coresp. al Academiei R. S. România; prof. dr. ing. C. APETREI; acad. dr. doc. șt. tehn. ing. A. AVRAMESCU; ing. I. BĂTRÎNA; prof. dr. doc. șt. tehn. ing. N. BOTAN; dr. ing. C. BULUCEA; dr. ing. V. BUNEA; prof. dr. ing. S. CALIN; prof. dr. ing. V. CĂTUNEANU; ing. V. CEOCEONICĂ; prof. dr. doc. șt. tehn. ing. V. CORLĂTEANU; prof. dr. ing. T. DORDEA; prof. dr. ing. M. DRĂGĂNESCU; prof. dr. ing. S. FLOREA; prof. dr. ing. M. HÂNGĂNUȚ; prof. dr. doc. șt. tehn. ing. G. HORTOPAN; ing. I. ILIESCU; ing. V. LEFTER; dr. ing. A. MILEA; prof. dr. doc. șt. tehn. ing. C. MOCANU; prof. dr. ing. A. NICOLAIDE; ing. A. POPA; prof. dr. ing. S. PUȘCAȘU; acad. prof. dr. șt. tehn. ing. REMUS RĂDULEȚ; ing. M. SIRBU; dr. ing. VALERIUS STANCIU, redactor resp. adjunct; dr. ing. FLORIN TEODOR TANĂSESCU, redactor responsabil.

Redactor rubrică : GRETA ANDREI
Tehnoredactor : CORNELIA CRISTESCU

СОДЕРЖАНИЕ

УДК 621.314.7

ТЕТРОД MOS УСИЛИТЕЛИ VHF и UHF

Русу, А., Бэдилэ, М.: Транзистор MOS с двумя затворами (тетрод MOS).

Е.Е.А. — *Automatica și electronica* 27, № 3, сентябрь 1983, стр. 89

Тетрод MOS является устройством, предназначенным для усиления в диапазоне VHF и UHF. Его главной особенностью является небольшое значение ёмкости между контрольным затвором и дренажной. Начало отечественного производства данного устройства побудило авторов представить в работе некоторые его конструктивные и электрические характеристики, а также его применения в схемах усиления тетрода MOS.

УДК 621.383

ЗАЩИТА ОТ СВЕРХТОКА

Херикович, Б.: Защита от сверхтока с возвратом характеристик.

Е.Е.А. — *Automatica și electronica* 27, № 3, сентябрь 1983, стр. 91

Представляется простой вариант электронной защиты, чувствительной к току, с характеристикой ток-напряжение типа, "с возвратом", при использовании интегральной опрокидывающей двухстабильной триггерной схемы.

УДК 621.317.39

ТИРИСТОРЫ di/dt

Кбша, Б. и др.: Аппарат для измерения больших значений способности в тиристорах.

Е.Е.А. — *Automatica și electronica* 27, № 3, сентябрь 1983, стр. 93

Описанный в работе аппарат, основанный на оригинальной идее восстановления энергии, позволяет получить сигналы тестирования способности di/dt тириستоров мощностью до 800А/мксек. Характеризуется сокращённым расходом энергии силовой цепи и уменьшенным габаритом.

УДК 621.37: 537.847

МОНИТОР ТРАНЗАКЦИЯ

Ницкой, С. И. и др.: Учётная подсистема транзакций ТРА.

Е.Е.А. — *Automatica și electronica* 27, № 3, сентябрь 1983, стр. 96

TRANS распространяет доступность системы разности AMS на задачи транзакционного характера, будучи составлен из монитора языка и компилятора, учётной системы карточек и библиотечка страниц.

УДК 621.315.66

СТАБИЛИЗАТОР ИНТЕГРАЛЬНАЯ СХЕМА

Сучиту, Ал., Никишою, Д., Сучиту, Г.: Использование интегральной схемы $\mu A 723$ на создание стабилизаторов высокого напряжения повышенной эффективности.

Е.Е.А. — *Automatica și electronica* 27, № 3, сентябрь 1983, стр. 104

В работе рассматривается метод проектирования стабилизаторов постоянного напряжения, большой мощности, с применением тиристорных престабилизаторов и плавающих каскадов, которые используют схемы $\mu A 723$.

УДК 621.375.9

ЛАЗЕР С He—Ne

Кэтуляну, В. М. и др.: Стабилизация мощности лазера с He—Ne.

Е.Е.А. — *Automatica și electronica* 27, № 3, сентябрь 1983, стр. 107

В работе представлены полученные авторами результаты относительно стабилизации мощности лазера с He—Ne, на основе использованной экспериментальной конфигурации, в которой комбинируется эффект непосредственного изменения мощности лазера и эффект зависимости мощности лазера от интенсивности аксиального магнитного поля. Метод обеспечивает устойчивость мощности лазера как в случае медленных, так и резких её колебаний.

УДК 621.396.64

ПЕРЕДАЧА ИЗБИРАТЕЛЬНЫЙ УСИЛИТЕЛЬ

Константин, И., Дрэгулеску, М., Иванчович, М.: Система передачи FSK с прерывностью контролируемой фазы.

Е.Е.А. — *Automatica și electronica* 27, № 3, сентябрь 1983, стр. 110

Предлагаемая система передачи FSK с прерывностью контролируемой фазы позволяет получить на выходе приёмника форму сигнала, обладающую преимуществами в сравнении с передачей с непрерывной фазой. Оптимальные величины перепада фазы в соединении со сдвигом частоты, а также оптимальная характеристика частоты избирательного усилителя определяются с помощью линейной модели передачи.

УДК 621.3.018

ЦИФРОВОЕ УПРАВЛЕНИЕ МИКРОПРОЦЕССОРЫ

Чигмэян, Д. и др.: Система цифрового управления типа CNC для станков в трёх координатах — SPL 400.

Е.Е.А. — *Automatica și electronica* 27, № 3, сентябрь 1983, стр. 116

В работе представлена система цифрового управления типа CNC для станков в трёх координатах, для данного фреза, осуществленная на ИТС — Филиал Клуж-Напока. Концепция предусматривает непосредственное программирование на машине рабочим, в связи с чем были допущены отклонения от некоторых деталей нормы программирования.

INHALT

DK 621.314.7

MOS — TETRODE
VHF und UHF — VERSTÄRKER

Rusu, A., Bădilă, M.: MOS-Transistor mit zwei Gatter (MOS-Tetrode).

E.E.A. — *Automatica și electronica* 27, Nr. 3, Sept 1983, S.89

Die MOS-Tetrode ist eine Vorrichtung zur Verstärkung im VHF — und UHF-Bereich. Ihr Hauptvorteil ist der kleine Kapazitätswert zwischen dem Kontrollgatter und Drain. Die Herstellung dieser Vorrichtung veranlasste die Verfasser dieses Werkes konstruktive Kennzeichen, elektrische Höchstleistungen und Anwendungen in Verstärkungsschaltungen der MOS-Tetrode, darzustellen.

DK 621.383

ÜBERSTROMSCHUTZ

Herșcovici, B.: Der Überstromschutz mit Kennzeichenrückkehr

E.E.A. — *Automatica și electronica* 27, Nr. 3, Sept 1983, S.91

Hiermit wird eine einfache, stromempfindliche, elektronische Schutzvariante mit der Charakteristik Strom-Spannung vom Typ „mit Rückkehr“ dargestellt, indem die Flip-Flop integrierte Schaltung Anwendung findet.

DK 621.317.39

THYRISTORE
 di/dt

Kósa, B. u. a.: Gerät zum Messen der grossen Fähigkeitswerte in di/dt an Thyristoren.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 27, Nr. 3, Sept 1983, S. 93

Das hier beschriebene Gerät, beruhend auf einer originellen Idee der Energierückgewinnung gestattet das Erlangen etlicher Prüfsignale der Fähigkeit in di/dt bei Thyristoren mit einer Leistung bis zu 800 A/ μ s. Das Gerät zeichnet sich durch geringen Leistungsverbrauch der Kraftschaltung und geringen Profil aus.

DK 621.37 : 537.874

MONITOR
ABSCHLUSS

Nițchi, S. I. u. a.: Gestionteilsystem der TRANS — Transaktionen.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 27, Nr. 3, Sept 1983, S. 96

TRANS dehnt die Leichtigkeiten des Operationssystems AMS für Probleme mit tranzaktionellem Charakter aus und besteht aus einem Monitor, einer Sprache und Compiler, Gestionssystem der Karteien und eine Seitenbibliothek.

DK 621.315.66

GLEICHSCHALTEN
INTEGRIERTE SCHALTUNGEN

Sucitu, Al., Nichișoiu, D., Sucitu, Gh.: Einsatz der integrierten Schaltungen β A 723 zur Herstellung der Hochspannungsgleichschalter mit hohem Wirkungsgrad.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 27, Nr. 3, Sept 1983, S. 104

Es wird ein Projektierungsverfahren Gleichspannungsgleichschalter von hoher Leistung beschrieben und dazu verwendet man Vergleichschalter mit Thyristoren und schwebigen Stufen die von der Schaltung β A 723 Gebrauch machen.

DK 621.375.9

LASER MIT He—Ne

Cătuneanu, V. M. u. a.: Die Leistungsfestigung eines Lasers mit He-Ne.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 27, Nr. 3, Sept 1983, S.117

Die o. a. Arbeit erfasst die Ergebnisse der Verfasser mit Bezug auf die Leistungsfestigung eines He—Ne Lasers. Es wird eine erfahrungsmässige Gestaltung verwendet in der sich die Wirkung der direkten Änderung der Laserleistung durch den Entladungsstrom der Lasertube und dessen der Abhängigkeit der Laserleistung von der Intensität eines axialen magnetischen Feldes, verknüpfen. Das Verfahren gewährleistet eine Stabilität der Laserleistung für träge und schnelle Fluktuationen.

DK 621.396.64

FSK — ÜBERTRAGUNGEN
AUSWAHLVERSTÄRKER

Constantin, I., Drăgulescu, M., Ivanciovici, M.: FSK-Übertragungssystem mit kontrollierter Phasendiskontinuität.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 27, Nr. 3, Sept 1983, S.110

Das vorgeschlagene FSK-Übertragungssystem mit kontrollierter Phasendiskontinuität gestattet beim Ausgang des Empfängers die Erlangung einer Signalform die höher ist als die Übertragung mit stetiger Phase. Die optimalen Werte des Phasensprungs, angeschlossen der Frequenzverschiebung sowie die optimale Frequenzcharakteristik des Auswahlverstärkers ermittelt man anhand des linienförmigen Übertragungssystemmodells.

DK 621.3.018

DIGITALE STEUERUNG
MIKROPROZESSOREN

Cigmăian, D. u. a.: System der digitalen Steuerung Typ CHC für Werkzeugmaschinen in drei Koordinaten SPL 400.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 27, Nr. 3, Sept 1983, S. 116

In diesem Werk wird ein System der digitalen Steuerung Typ CNC für Werkzeugmaschinen in drei Koordinaten durchgeführt bei I. T. C. Filiale Cluj-Napoca für eine Fräse, dargestellt. Das System ist zur direkten Programmierung der Maschine vom Arbeiter konzipiert. Deswegen gibt es manche Ablenkungen der Programmierform von manchen Einzelheiten.

CONTENTS

DC 621.314.7

MOS TETRODE VHF AND UHF AMPLIFIERS

Rusu, A., Bădilă, M.: Two-gate MOS transistor (MOS tetrode).

E.E.A. — *Automatica și electronica* 27, nr. 3, sept 1983, p. 89

MOS tetrode is a device used for amplification in the VHF and UHF fields. Its main quality is given by the low value of the capacity between the control gate and the drain. The acceptance of this device production in our country made the authors present in their paper some design characteristics, electrical performances and some usages of the MOS tetrode in amplifying circuits.

DC 621.383

OVERCURRENT PROTECTION

Herșcovici, B.: Overcurrent protection with a return-type characteristic.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 27, nr. 3, sept 1983, p.91

The paper deals with a simple version of electronic protection sensitive to current with a „return-type” current-voltage characteristic, making use of an integrated flip-flop circuit.

DC 621.317.39

THYRISTORS di/dt

Kósa, B. ș. a.: A device for measuring the high values of the di/dt capability with thyristors.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 27, nr. 3, sept 1983, p.93

The device presented in the paper, based on an original idea of energy recovery, gives the possibility of obtaining some signals of testing the di/dt capability of the power thyristors up to 800 A/μs. The characteristic features of this device are the reduced energy consumption of the power circuit and the reduced size.

DC 621.37 : 537.847

MONITOR TRANSACTION

Nițchi, S. I. ș. a.: Housekeeping subsystems of Transactions.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 27, nr. 3, sept 1983, p.96

„TRANS” extends the facilities of AMS operating system for problems having a transaction character and being made up of a monitor, a language and a compiler, a file system and a librarian.

DC 621.315.66

STABILIZATOR INTEGRATED CIRCUITS

Sucitu, Al., Nichișoiu, D., Sucitu, Gh.: The use of integrated circuit βA 723 for achieving the high efficiency.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 27, nr.3, sept 1983, p. 104

The paper deals with a method of designing the D.C. voltage stabilizers, with high power, using pre-stabilizers with thyristors and floating stages which use the circuit βA . 723.

DC 621.375.9

LASER WITH HE-NE

Cătuneanu, V. M. ș. a.: Power stabilizing of a laser with He-Ne.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 27, nr. 3, sept 1983, p.107

The paper deals with the results regarding power stabilizing of a Laser with He-Ne, using an experimental configuration in which the effect of direct change of the laser power through the discharging current of the laser tube, is combined with the effect of the laser power depending on the intensity of an axial magnetic field. This method gives a stability to the laser power for its slow fluctuations as well as for its rapid fluctuations.

DC 621.396.64

FSK TRANSMISSION

Constantin, L., Drăgulinescu, M., Ivanciovici, M.: FSK transmission system with controlled-phase discontinuity.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 27, nr. 3, sept 1983, p.110

The proposed FSK transmission system with controlled-phase discontinuity provides a type of a superior signal, at the receiver output, as compared to the one of continuous phase. The optimum values of the shift in phase accompanying the frequency movement, as well as the optimal frequency characteristic of the selective amplifier are determined by means of the linear pattern of the transmission system.

DC 621.3.018

NUMERICAL CONTROL MICROPROCESSORS

Cigăgian, D. ș.a.: Numerical control systems of the CNC type for three coordinated machine-tools SPL-400.

E.E.A. — *Automatica și Electronica* 27, nr. 3, sept 1983, p. 116

The paper presents a numerical control system of the CNC type for the three — coordinated machine-tools made by ITC Cluj-Napoca for a cutter. It has been designed for the direct programming of the machine, by the operator, consequently a number of deviations from the details of the Programming Standard have been made.

SOMMAIRE

CD 621.314.7

TÉTRODE MOS
AMPLIFICATEURS THF et UHF

Rusu, A., Bădilă, M. : Transistor MOS à deux portes (tétrode MOS).

E.E.A. — *Automatica și electronica* 27, nr. 3, sept 1983, p.

La tétrode MOS est un dispositif destiné à l'amplification dans la plage THF et UHF. Sa principale qualité consiste dans la capacité faible entre la porte de commande et le drain. Afin de présenter la fabrication de ce dispositif-ci en Roumanie, les auteurs mentionnent dans l'ouvrage certaines caractéristiques de construction, performance électriques et utilisations de la tétrode MOS aux circuits d'amplification

CD 621.383

PROTECTION CONTRE LE SURCOURANT

Herșcovici, B. : Protection contre le surcourant comportant une caractéristique du type „à retour”.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 27, nr. 3, sept 1983, p.91

On y décrit une variante simple de protection électronique contre le surcourant qui implique une caractéristique courant-tension du type „à retour”, utilisant un circuit basculeur bistable intégré.

CD 621.317.39

THYRISTORS
 di/dt

Kósa, B. et d'a. : Appareil pour mesurer les hautes valeurs de la capacité en di/dt des thyristors.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 27, nr. 3, sept 1983, p.93

L'appareil présenté dans cet ouvrage, conçu d'une manière originale en vue de récupérer l'énergie permet l'obtention de signaux d'essai pour la capacité en di/dt des thyristors de puissance jusqu'à 800 A/ μ S. Parmi ses avantages il faut mentionner la consommation faible d'énergie du circuit de force et l'encombrement réduit.

CD 621.37 : 537.874

MONITEUR
TRANSACTION

Nișchi, S. I. et d'a. : Sous-systèmes de gestion des transactions TRANS.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 27, nr. 3, sept 1983, p. 96

TRANS élargit la gamme de facilités du système d'opération AMS pour problèmes à caractère transactionnel, comportant un moniteur, un lagage et un compilateur, un système pour la gestion des fiches et un bibliothécaire de pages.

CD 621.315.66

STABILISATEUR
CIRCUITS INTEGRÉS

Sucitu, Al., Nichișoiu, D., Sucitu, Gh. : Utilisation du circuit intégré β A-723 afin de réaliser les stabilisateurs de haute tension à efficacité élevée.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 27, nr. 3, sept 1983, p.104

L'ouvrage présente une méthode pour la conception des stabilisateurs de tension continue, haute puissance, à l'aide de préstabilisateurs à thyristors et à étages flottants qui utilisent le circuit β A 723.

CD 621.375.9

LASER A He-Ne

Cătuneanu, V. M. et d'a. : Stabilisation en puissance d'un laser à He-Ne.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 27, nr. 3, sept 1983, p. 107

Dans l'ouvrage ci-présent on décrit les résultats obtenus par les auteurs dans le domaine de la stabilisation de la puissance d'un laser à He-Ne tout en utilisant une configuration expérimentale où l'on combine l'effet de la modification directe de la puissance du laser par le courant de décharge du tube laser et l'effet de la dépendance de la puissance du laser de l'intensité d'un champ magnétique axial. La méthode assure la stabilité de la puissance du laser aussi bien pour des fluctuations lentes que pour des fluctuations rapides.

CD 621.396.64

TRANSMISSION FSK
AMPLIFICATEUR SELECTIF

Constantin, I., Drăgulescu, M., Ivanciovici, M. : Système de transmission FSK à discontinuité de phase contrôlée.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 27, nr. 3, sept 1983, p. 110

Le système proposé pour transmission FSK à discontinuité de phase contrôlée permet l'obtention à la sortie du récepteur d'une forme de signal supérieure à la transmission à phase continue. Les valeurs optimales du saut de phase corrélé au déplacement de fréquence, ainsi que la caractéristique optimum de fréquence de l'amplificateur sélectif, sont déterminées moyennant le modèle linéaire du système de transmission.

CD 621.3.018

COMMANDE DIGITALE
MICRO-PROCESSEURS

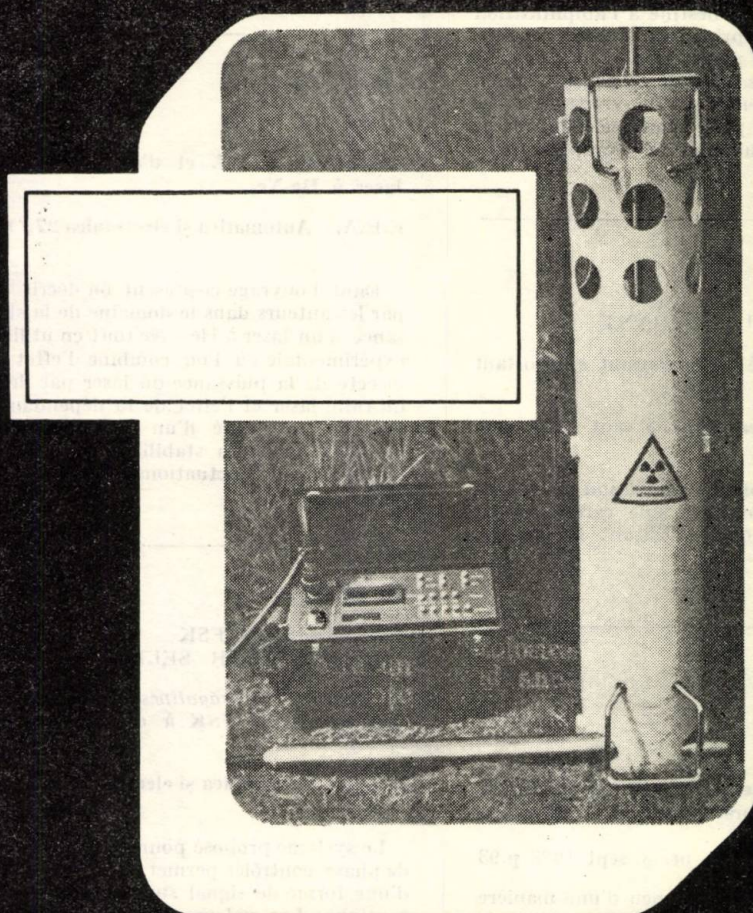
Cigălian, D. et d'a. : Système de commande digitale du type CNC pour machines-outils en trois coordonnées-SPL 400

E.E.A. — *Automatica și electronica* 27, nr. 3, sept 1983, p. 116

L'ouvrage vise la présentation d'un système de commande digitale du type CNC (commande numérique par calculateur) en trois coordonnées mis en oeuvre à ITC-Filiale de Cluj-Napoca pour une fraise. Le système conçu afin que l'ouvrier puisse programmer directement la machine-outil et c'est pour cette raison-ci qu'on rencontre quelques écarts d'une série de détails de la norme de programmation.

Dozator de umiditate volumică radio-izotopic VPGR-1

destinat măsurării umidității volumice în sol
atît în straturile superficiale, cît și la mare
adîncime (pîna la 30 m).



Caracteristici tehnice principale

Plaja de măsură a umidității
volumice, în %:

măsurări în adîncime 1 la 100

masurări în straturile

superficiale 1 la 50

Erori cvadractice medii, în % .. $\pm 1,5$

Timput unei singure măsuri, min, max 2

Tensiunea de alimentare, V 12-14

Plaja temperaturii de lucru, °C -10 la

+40

Masa dozatorului de umiditate

(în funcție de

lungimea cablului), kg 14 sau 18

Domenii de utilizare: ameliorarea solului, construcția de lucrări hidraulice,
construcții industriale, lucrări publice, geniu civil, con-
trol tehnic geologic.

Furnizor-constructor:

V/O IZOTOP

3a, 1 str. Frounzenskaya

119146 Moscova, URSS,

Telefon: 242-00-80

Telex: 111436 Argon

Exportator:



Techsnabexport
USSR MOSCOW

32/34 Bd. Smolenskaya Sennaya

121200 Moscova, URSS

Telefon: 244-32-85

Telex: 411328 TSE SU

ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ȘI AUTOMATICA

ORGAN AL MINISTERULUI INDUSTRIEI DE MAȘINI UNELTE, ELECTROTEHNICĂ ȘI ELECTRONICĂ

Automatica și electronica nr. 3

CZ 621.314.7

TETRODA MOS
AMPLIFICATOARE VHF și UHF

Tranzistorul MOS cu două porți (tetroda MOS)

ADRIAN RUSU, MARIAN BĂDILĂ* — BUCUREȘTI

Introducere

Scopul lucrării este de a prezenta un dispozitiv relativ vechi, dar puțin cunoscut.

Tranzistorul MOS normal, cu o singură poartă, prezintă limitări serioase în utilizarea la frecvențe ridicate datorită capacității de reacție (dintre poartă și drenă — C_{gd}) de valoare mare, tipic 0,5 pF. Prin adăugarea unui electrod de poartă suplimentar, această capacitate se reduce foarte mult, tipic 0,02 pF. Ca urmare, tranzistorul MOS cu două porți, denumit și tetrodă MOS, are o capacitate crescută în frecvență, putând fi utilizat la prelucrarea semnalelor din domeniul VHF și UHF. Introducerea electrodului suplimentar are și avantajul posibilității de reglaj al câștigului într-o gamă foarte largă.

Aceste calități se alătură celor oferite în general de dispozitivele MOS, dintre care cele mai importante sînt: stabilitate termică, impedanță mare de intrare, distorsiuni mici etc.

1. Construcția tranzistorului MOS cu două porți

Tranzistorul MOS cu două porți (fig. 1, a) diferă de tranzistorul MOS cu o poartă (fig. 1, b) prin introducerea unui electrod suplimentar — poarta G_2 — între poarta de comandă (G_1) și drenă. Pentru a se asigura continuitatea canalului, între cele două porți se realizează o zonă difuzată de tip n^+ la fel ca cele utilizate pentru sursă și drenă [1, 2].

Extinderea electrozilor metalici de poartă peste oxidul gros este redusă la minim în scopul micșorării capacității lor aferente. Precauții deosebite se iau și pentru prevenirea canalelor parazite datorate sarcinilor pozitive din oxid; pentru aceasta, geometria de suprafață a structurii prevede înconjurarea completă a regiunii de drenă cu zonă de poartă [3].

* Institutul politehnic București, Facultatea de electronică și telecomunicații, Centrul de cercetare științifică și inginerie tehnologică pentru semiconductoare — București.

Simbolul dispozitivului este prezentat în figura 2a; s-a avut în vedere o tetrodă cu canal n , lucrînd în sărăcire (canal inițial).

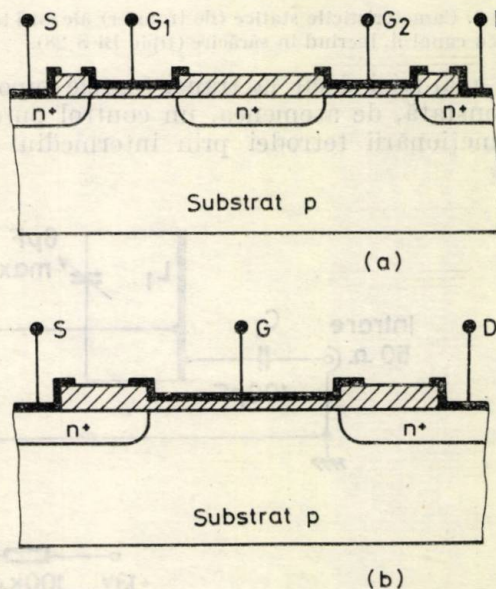


Fig. 1. Secțiune printr-un tranzistor MOS: a — cu două porți; b — cu o singură poartă.

Tetroda MOS poate fi echivalentă cu două tranzistoare MOS normale legate ca în figura 2b; acest lucru poate fi ușor înțeles din observarea construcției (fig. 1, a).

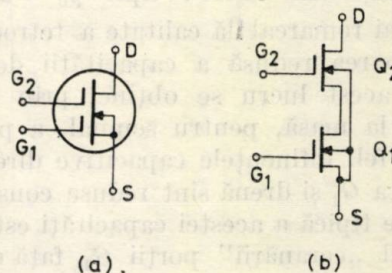


Fig. 2. a — Simbolul tetrodei MOS; b — echivalarea tetrodei MOS cu două tranzistoare MOS normale,

2. Caracteristici electrice

Caracteristicile electrice statice de transfer, $I_D = f(V_{G1-S})$, pentru diverse tensiuni V_{G2-S} sint prezentate în figura 3 (tipic BFS 28) [4]. Forma caracteristicilor indică o dependență pătratică; ca urmare, distorsiunile de intermodulație și de modulație încrucișată sint

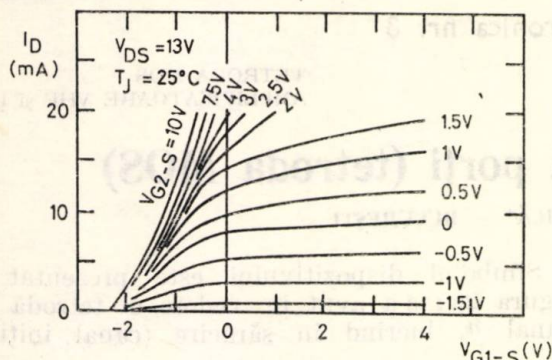


Fig. 3. Caracteristicile statice (de transfer) ale unei tetrode MOS cu canal n, lucrind în sărăcire (tipic BFS 28).

mult mai mici decît la tranzistoarele bipolare. Se constată, de asemenea, un control puternic al funcționării tetrodei prin intermediul porții G_1

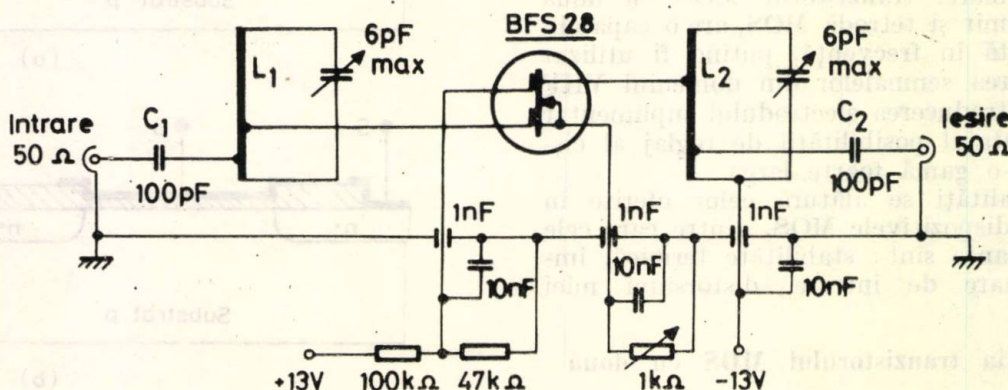


Fig. 4. Amplificator cu tetrodă MOS pentru frecvența de 470 MHz.

Astfel, în limitele $V_{G2-S} = -2 \dots +4$ V, panta dispozitivului (y_{fs}), la $f = 200$ MHz și $I_D = 10$ mA, variază în limitele $8 \cdot 10^{-2} \dots 12$ mA/V. Existența celei de a doua porți se manifestă și printr-o micșorare simțitoare a conductanței de ieșire: tipic $g_o = 20 \mu\Omega^{-1}$.

Cea mai remarcabilă calitate a tetrodei MOS este valoarea redusă a capacității de reacție (C_{G1-d}); acest lucru se obține, prin scurtcircuitarea la masă, pentru semnal, a porții G_2 . În acest fel, influențele capacitive directe dintre poarta G_1 și drenă sint reduse considerabil. O valoare tipică a acestei capacități este 25 fF. Principiul „ecranării” porții G_1 față de drenă poate fi înțeles și prin schema echivalentă cu două tranzistoare MOS normale (fig. 2, a).

Tranzistorul Q_2 lucrind cu poarta legată la masă, asigură montajului o funcționare de tip cascod, ori este cunoscut mecanismul prin care acest montaj asigură o bună comportare la frecvențe ridicate.

3. Circuite cu tetrodă MOS

Tetroda MOS poate fi folosită ca amplificator, mixer sau oscilator în domeniile VHF și UHF, pînă la circa 600 MHz. În cele ce urmează se va prezenta un amplificator cu tetrodă MOS destinat să lucreze pentru frecvența de 470 MHz [3]. Circuitul este prezentat în figura 4 și este realizat în tehnologia *strip-line*. Materialul utilizat pentru circuit este o placă din fibre de sticlă, placată cu cupru, de grosime 1,55 mm și avînd o constantă dielectrică $\epsilon_r = 50$. Inductanța L_1 are o lungime de 52,6 mm și o lățime de 1 mm; inductanța L_2 are o lungime de 50,8 mm și o lățime de 1 mm. Impedanța caracteristică a acestor linii este 100 Ω, iar factorul de calitate este $Q = 50$.

Poarta G_2 este decuplată puternic printr-un condensator de 10 nF pentru a o menține la potențialul masei. Cîștigul tipic al acestui amplificator este 7,5 dB.

4. Concluzii

Tetroda MOS oferă utilizatorilor posibilitatea de a acoperi domenii de frecvență avansate, acolo unde dispozitivele bipolare și tranzistoarele MOS normale nu mai funcționează satisfăcător. Principala sa calitate constă în valoarea extrem de scăzută a capacității de reacție. Dintre celelalte calități se menționează posibilitatea unui control ușor și în limite largi a cîștigului și distorsiuni reduse.

Bibliografie

- [1] Sze, S. M. Physics of semiconductor devices, J, Wiley, 1982.
- [2] Nienhuis, R, J. Philips Technical Review, vol. 31, 1970, p. 259.
- [3] * * *, Field Effect Transistors, Philips Application Book.
- [4] * * *, MBLE Data Handbook, Semiconductors and integrated circuits. Part 3, 1978.

CZ 621.383

PROTECȚIE SUPRA-
CURENT

Protecție la supracurent cu întoarcerea caracteristicii

BERNARD HERȘCOVICI* — BUCUREȘTI

Introducere

Se prezintă o schemă de protecție sensibilă la curent, necesară depanării aparaturii alimentate de convertizoare DC/DC. Circuitul este de tip dipol, putînd fi inseriat pe linia pozitivă sau negativă de alimentare. Caracteristicile electrice sînt $U_{MAX} = 120$ V și $I_{MAX} = 1,2$ A.

1. Schema-bloc de funcționare

Dacă convertorul DC/DC este neprotejat, orice scurtcircuit la convertor sau consumator duce automat la creșterea curentului absorbit rezultînd fie arderea redresorului, fie a transformatorului sau a siguranței (fig. 1).

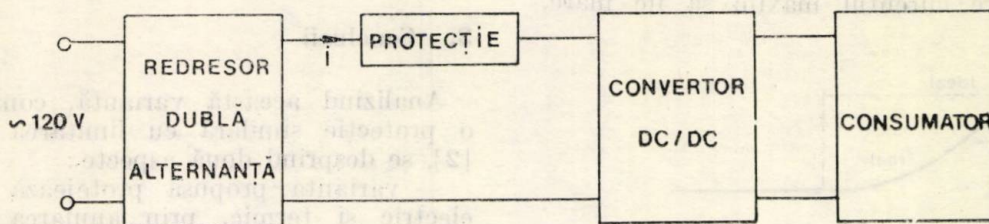


Fig. 1. Schema-bloc a instalației.

Cu ajutorul schemei de protecție propusă, la atingerea unui prag de curent absorbit, se declanșează un comutator electronic care întrerupe circuitul.

Pentru repunerea în funcțiune a circuitului este necesară acționarea butonului de rear-mare. În acest caz, comutatorul electronic se închide refăcînd circuitul numai cînd cauza care a determinat declanșarea protecției a fost înlăturată.

În acest fel se pot depăna atît convertoarele DC/DC, cit și consumatorul în condiții normale de lucru și fără a apela la surse de tensiune costisitoare.

2. Schema electrică și principiul de funcționare

Funcționarea se bazează pe proprietatea de comutator a tranzistorului T_1 (fig. 2). Acest tranzistor, deși trebuie să reziste la o tensiune $U_{CEO} = 130$ V și un curent $I_{CM} = 1,5$ A, nu pune probleme deosebite de putere disipată datorită funcționării avantajoase, fie blocat, fie saturat.

Acest tranzistor (T_1) este comandat prin intermediul tranzistorului T_2 (driver; de asemenea cu $U_{CEO} \geq 120$ V) de către circuitul

integrat CDB 473 (bistabil JK master slave cu comutare pe frontul căzător al tactului) [1].

Tranzistorul T_3 culege între bază și emitor o tensiune proporțională cu curentul I prin tranzistorul T_1 . Dacă $I < I_{MAX}$, V_{BE} este mai mică decît 0,7 V și tranzistorul T_3 este blocat ținînd resetul circuitului integrat inactiv. În aceste condiții, avînd $J = 1$ și $K = 0$, din tabela de adevăr a circuitului 473 rezultă $Q = 1$ și, de aici, saturarea perechii Darlington T_1, T_2 . Cînd curentul I atinge valoarea maximă, T_3 se deschide activînd resetul asincron al bistabilului, ceea ce duce la blocarea lui T_1 și T_2 , adică curentul I devine practic nul

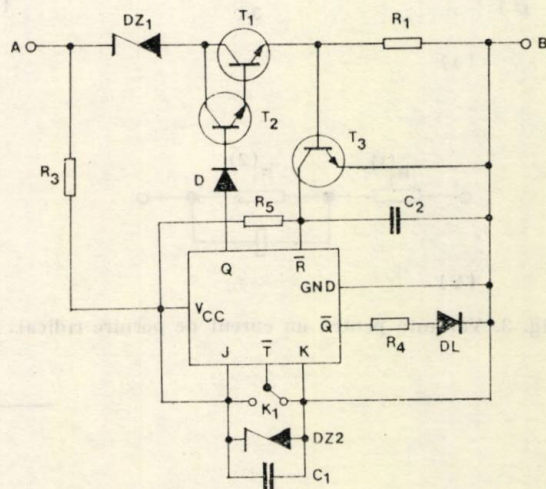


Fig. 2. Schema electrică.

Această stare se menține pînă la frontul căzător al următorului impuls de tact, care constituie și rear-marea circuitului de protecție. Dacă la această comutare condițiile ce au dus la creșterea inadmisibilă a curentului nu au dispărut, resetul acționează imediat din nou întreruperea circuitului. Cînd protecția este acționată, $\bar{Q} = 1$

* Ing. Herșcovici, B. — I.I.R.U.C. — București.

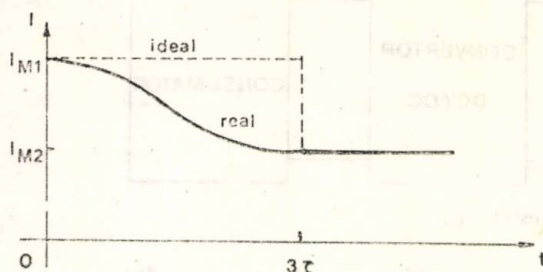
și această stare este semnalizată de LED-ul DL.

O oarecare problemă o constituie alimentarea circuitului integrat la tensiunea de + 5 V. Sursa poate fi independentă (în cazul proiectării unui aparat ce conține acest circuit), fapt ce duce la îmbunătățirea randamentului energetic al schemei.

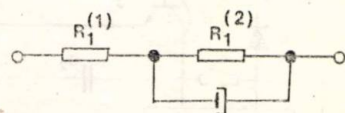
O soluție atractivă este alimentarea „flotantă” din sursa principală de 120 V. Problema se rezolvă folosind o diodă Zener alimentată prin rezistorul R_3 . Excursia foarte mare de tensiune pe R_3 (≈ 100 V, cînd punctul B este la masă) duce la necesitatea unei rezistențe de putere pentru această componentă. Pe de altă parte, dacă T_1 este saturat, $U_{CEsat} + R_1 I < 5$ V, deci, se impune folosirea unei diode Zener de putere (10 W). Prin K_1 se selectează curentul maxim admis; el se calculează cu relația:

$$R_1 I_{MAX} = V_{BE} = 0,7 \text{ V.}$$

Uneori se dorește ca la conectarea tensiunii de alimentare curentul maxim să fie mare,



(a)



(b)

Fig. 3. Variantă pentru un curent de pornire ridicat.

iar în regim permanent să fie mic (fig. 3a). Atunci, în locul rezistenței R_1 se pune montajul din figura 3b.

În acest caz, relațiile de proiectare sînt:

$$R_1^{(1)} + R_2^{(2)} = R_1;$$

$$R_1 I_{M2} = V_{BE};$$

$$R_1^{(1)} I_{M1} = V_{BE}.$$

Constanta de timp τ determină valoarea condensatorului C:

$$\tau = R_1^{(2)} C.$$

Lista de componente folosite: circuit integrat CDB 473; T_1 — 2N6307; T_2 — BF459; T_3 — BC107; DZ_1 — 10 $DZ6V8$; DZ_2 — $PL5V1$; R_1 — $1\Omega/3W$; R_2 — grup paralel $1\Omega/3W$ cu $2,4 \Omega/3W$.

3. Concluzii

Analizînd această variantă, comparativ cu o protecție similară cu limitarea curentului [2], se desprind două aspecte:

— varianta propusă protejează mai bine, electric și termic, prin anularea curentului din consumator la acționarea protecției;

— un limitator de 120 V și 1,2 A necesită un tranzistor care să disipe mai mult de 150 W, pe cînd întoarcerea caracteristicii duce la scăderea cu cel puțin două ordine de mărime a curentului consumat și, deci, a puterii disipate.

Bibliografie

- [1] * * * Catalog de circuite integrate digitale. IPRS — Băneasa 1978—1979.
- [2] Dănilă, Th., Reus, N., Boiciu, V. Dispozitive și circuite electronice, Ed. didactică și pedagogică, București, 1982.

CZ 621.317.39

TIRISTOARE
di/dt

Aparat pentru măsurarea valorilor mari ale capacității în di/dt la tiristoare

BARNA KÓSA, ADRIAN NICULIU, ANDREI SILARD, MIRCEA BODEA*

Introducere

Lucrarea prezintă un aparat, de concepție originală [1], pentru măsurarea valorilor mari ale vitezei de creștere maxim admisibile ale curentului la amorsarea tiristoarelor de putere (di/dt pînă la 800 A/ μ s). Aparatul respectă recomandările SEDEC în ceea ce privește frecvența de repetiție a impulsurilor de curent ($f = 50$ Hz), amplitudinea impulsurilor de curent pe poarta tiristorului testat ($I_G = 1$ A), durata frontului de creștere a impulsului pe poartă ($t_i < 1$ μ s). Testarea poate să fie nerepetitivă (1 impuls); repetitivă (100, 300, 1 200 de impulsuri) sau permanentă.

1. Circuitul de forță al aparatului

Este cunoscut faptul că aparatele pentru măsurarea capacității în di/dt măsoară în mod curent valori ale acestui parametru pînă la 300...400 A/ μ s [2, 3]. Principala limitare care intervine în extinderea gamei de măsurare la valori ridicate ale capacității în di/dt o constituie circuitul de forță utilizat la aceste aparate. Circuitul de forță original [4], elaborat de autori și descris în detaliu într-o lucrare anterioară [5] este elementul-cheie care a permis extinderea gamei de măsurare a capacității în di/dt a tiristoarelor de putere pînă la 800 A/ μ s. Principiul de funcționare a aparatului este rezumat de secvențele de generare ale impulsului de test de către circuitul de forță (fig. 1). Pe scurt, cele trei etape de funcționare ale circuitului de forță sînt următoarele [1, 4, 5].

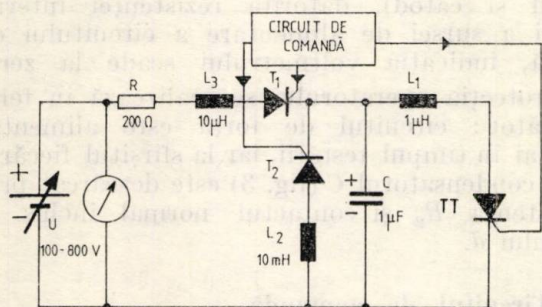


Fig. 1. Circuitul de forță original utilizat în aparatul de măsurare a capacității în di/dt .

În etapa I-i, circuitele de comandă amorsează tiristorul T_1 și începe procesul de încărcare a condensatorului C la tensiunea sursei de alimentare U , reglabilă continuu între 100 și 800 V. Acest proces are o durată $t \approx 3 RC$. Rezistența R limitează valoarea curentului prin tiristor, iar bobina L_3 protejează tiristorul la di/dt . La sfîrșitul acestei etape condensatorul C , încărcat la tensiunea de alimentare U — cu polaritatea ca în figură — blochează tiristorul T_1 .

În etapa a II-a are loc testarea propriu-zisă; se comandă amorsarea tiristorului testat TT și condensatorul C se descarcă rezonant prin bobina L_1 și tiristor. Curentul de descărcare (fig. 2) este guvernat de o lege sinusoidală, asigu-

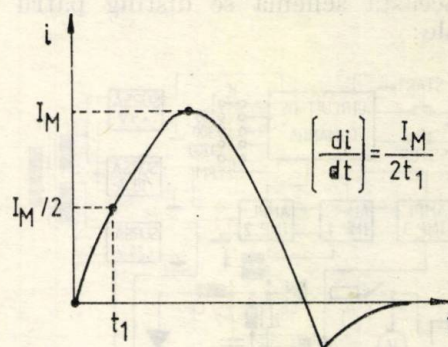


Fig. 2. Forma de undă caracteristică generată de aparat pentru testarea tiristoarelor.

rind panta de creștere a curentului de testare, definită prin [1, 5]:

$$\frac{di}{dt} = \frac{I_M}{2t_1} \quad (1)$$

Durata pulsului de curent este [5]:

$$t_p = 2\pi\sqrt{L_1 C} = 3,14 \mu s.$$

Pentru o valoare maximă a curentului prin TT de $I_M = 800$ A, momentul în care $i(t) = I_M/2 = 400$ A este $t_1 = 0,52 \mu s$ [5].

La terminarea pulsului de testare, curentul prin tiristorul TT se inversează și ca urmare TT se blochează. În acest moment condensatorul C se află încărcat cu o polaritate inversă aceleia din prima etapă. Tensiunea de pe condensator are o valoare mai mică decît cea de

* Ing. Kósa, B. — Intr. „Metalotehnica” — Tirgu Mureș; ing. Niculiu, A. — IPRS — Băneasa; ing. Silard, A. și ing. Bodea, M. — Institutul politehnic — București.

la începutul primei etape, datorită pierderilor pe tiristorul TT .

Elementele circuitului de forță pentru etapa a II-a de funcționare au fost proiectate ținându-se seama de faptul că rezistența neliniară introdusă de tiristor — și care variază ca valoare de la un dispozitiv la altul — poate duce la un regim aperiodic, caz în care nu s-ar mai putea efectua testarea [1, 4, 5].

În etapa a III-a se amorsează tiristorul T_2 . Condensatorul C se descarcă prin bobina L_2 și tiristorul T_2 într-un mod asemănător etapei precedente. La sfârșitul acestei etape condensatorul C este încărcat cu aceeași polaritate ca inițial. Alegând L_2 astfel încât durata pulsului să fie mult mai mare decât timpul de amorsare al tiristorului, pierderile din această etapă vor fi foarte mici. Astfel se recuperează energia rămasă pe condensator la sfârșitul etapei II.

2. Descrierea funcționării aparatului pe schema-bloc

Schema-bloc a aparatului este dată în figura 3. Pe această schemă se disting patru părți principale:

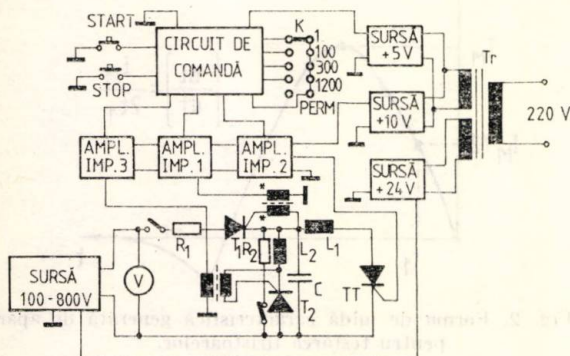


Fig. 3. Schema-bloc detaliată a aparatului.

- circuitul de forță, în care are loc testarea tiristorului;
- amplificatoarele de impulsuri care comandă amorsarea tiristoarelor din circuitul de forță;
- circuitul de comandă care generează semnalele pentru amplificatoarele de impulsuri și oprește testarea după un număr predeterminat de impulsuri (1, 100, 300, 1200);
- sursele de alimentare.

Tiristorul supus testării este tiristorul TT din circuitul de forță. Pornirea testării se face cu ajutorul butonului START. Circuitul de comandă va furniza impulsurile pentru amplificatoarele de impulsuri decalate în timp și într-o succesiune bine definită (fig. 4). Amplificatoarele de impulsuri comandă amorsarea tiristoarelor din circuitul de forță și astfel se generează în circuitul de forță impulsul de curent necesar testării. Două din amplificatoarele

de impulsuri sînt cuplate cu tiristoarele prin transformatoare de impulsuri pentru a realiza o separare galvanică. Tiristorul testat TT este atacat direct, obținându-se astfel impulsuri cu un front de creștere foarte abrupt.

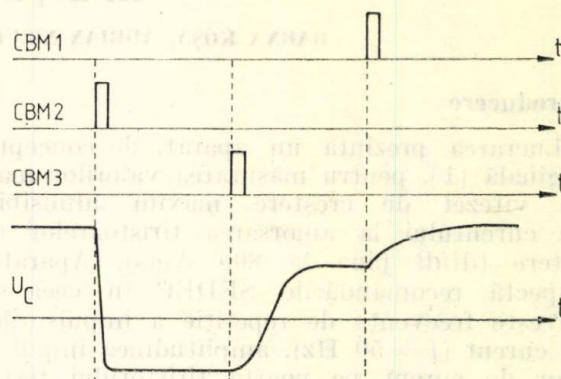


Fig. 4. Secvența impulsurilor de comandă aplicată celor trei tiristoare și variația tensiunii pe condensator în cele trei etape.

După ce tiristorul TT a fost testat cu un număr prestabilit de impulsuri, circuitul de comandă oprește impulsurile de comandă. Testarea poate fi oprită oricând cu butonul STOP.

Formele de undă caracteristice testării (tensiunea pe TT și curentul prin TT_1), pot fi urmărite în figura 4.

Spre deosebire de alte aparate nu este necesară folosirea unui osciloscop pentru urmărirea comportării tiristoarelor testate. Un voltmetru care măsoară tensiunea de alimentare a circuitului de forță se poate calibra direct în di/dt , întrucît între tensiunea de alimentare U și di/dt există relația [1, 4, 5]:

$$\frac{di}{dt} = 0,95 \frac{U}{L_1}. \quad (3)$$

Dacă tiristorul se distruge (scurtcircuit între anod și catod), datorită rezistenței interne mari a sursei de alimentare a circuitului de forță, indicația voltmetrului scade la zero.

Protecția operatorului se realizează în felul următor: circuitul de forță este alimentat numai în timpul testării, iar la sfârșitul fiecărui test condensatorul C (fig. 3) este descărcat prin rezistența R_2 și contactul normal închis al releului d .

3. Circuitul de comandă

Circuitul de comandă (fig. 5), realizat cu circuite integrate TTL , furnizează succesiunea de impulsuri aplicate amplificatoarelor de impulsuri. Semnalele de comandă pentru cele trei tiristoare sînt decalate cu intervale de timp

determinate de încheierea proceselor tranzitorii de încărcare a condensatorului C (fig. 1 și fig. 2). Circuitul basculant astabil CBA furnizează impulsuri cu o frecvență $f = 200$ Hz. Aceste impulsuri comandă numărătorul modulo 4, N_1 . Porțile $\text{SI}1$, $\text{SI}2$, $\text{SI}3$ decodifică stările

După un număr de impulsuri determinat de poziția comutatorului K frontul căzător prezent pe intrarea de tact comandă bistabilul CBB în starea $Q = 0$ și astfel se întrerupe secvența de impulsuri aplicată amplificatoarelor de impulsuri.

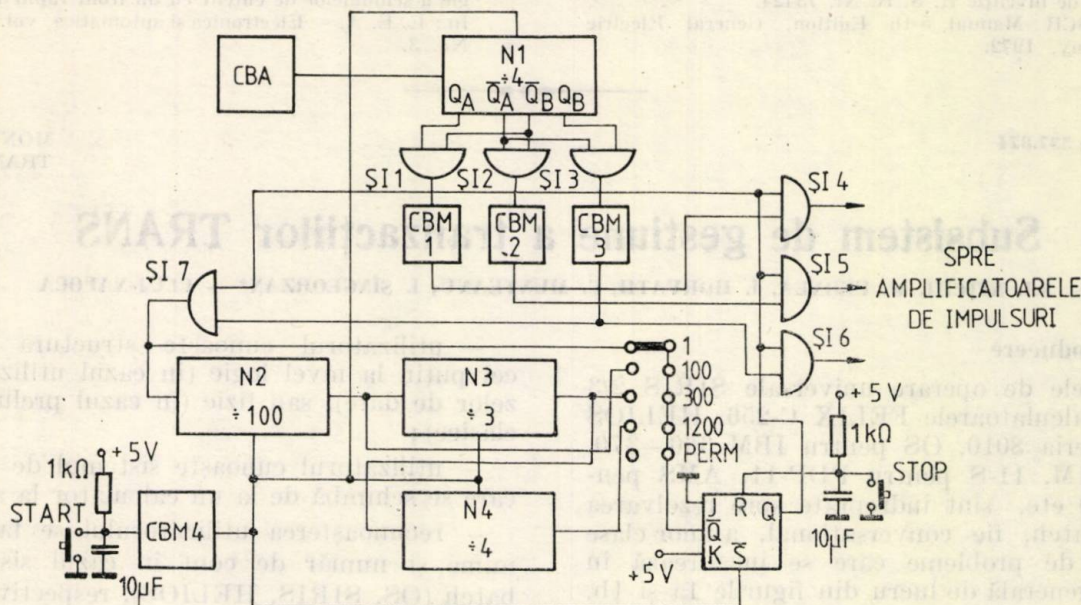


Fig. 5. Circuitul de comandă al aparatului.

00, 01 și 11 ale numărătorului N_1 . Când ieșirile acestor porți trec în starea 1, ele comandă monostabilii $CBM1$, $CBM2$, $CBM3$ care dau impulsuri de durată $t_p = 10 \mu s$. Prin intermediul amplificatoarelor de impulsuri $CBM1$ comandă în circuitul de forță tiristorul T_1 , $CBM2$, tiristorul testat TT , iar $CBM3$ tiristorul T_2 . Astfel apariția unui impuls dat de $CBM3$ înseamnă încheierea unui ciclu în circuitul de forță.

La cuplarea tensiunii de alimentare bistabilul CBB este inițializat în starea $Q = 0$, astfel că impulsurile date de monostabilii $CBM1$, $CBM2$ și $CBM3$ sînt blocați de porțile $\text{SI}4$, $\text{SI}5$, $\text{SI}6$.

Prin apăsarea butonului $START$ monostabilul $CBM4$ dă un impuls scurt care aduce bistabilul CBB în starea $Q = 1$ și anulează toate numărătoarele. Bistabilul fiind în starea 1 impulsurile date de $CBM1$, $CBM2$ și $CBM3$ vor trece prin porțile $\text{SI}4$, $\text{SI}5$, $\text{SI}6$ spre amplificatoarelor de impulsuri. Impulsul dat de $CBM3$ trece și prin poarta $\text{SI}7$ spre numărătoarele N_2 (modulo 100), N_3 (modulo 3) și N_4 (modulo 4) conectate în cascadă. Aceste numărătoare acumulează numărul de cicluri din circuitul de forță. Cu ajutorul comutatorului K se poate stabili numărul de repetiții al testării.

4. Concluzii

Aparatul descris în lucrare, bazat pe o idee originală de recuperare a energiei, permite obținerea unor semnale de testare a capacității în di/dt a tiristoarelor de putere de pînă la $800 A/\mu s$. Puterea consumată de circuitul de forță în timpul operațiilor de testare este de aproximativ $16 W$. Consumul redus de energie al circuitului de forță a permis și reducerea gabaritului aparatului.

Aparatul prezintă și următoarele avantaje suplimentare față de aparatele similare produse de firme străine:

- posibilitatea testării nerepetitive (1 impuls), testării repetitive (100, 300, 1200 de impulsuri) sau testare permanentă;

- pentru urmărirea comportării tiristorului testat nu este necesar osciloscopul. În cazul în care tiristorul se distruge (scurtcircuit între anod și catod) indicația voltmetrului scade la zero;

- voltmetrul care măsoară tensiunea sursei de alimentare poate fi calibrat direct în di/dt ($A/\mu s$).

Aparatul permite un control strict al parametrilor impulsului de testare (di/dt , durată, curent de vîrf). De remarcat este faptul că circuitul de forță al aparatului utilizează tiris-

toare cu parametri mult inferiori, deci mai ieftine, față de cei ai tiristoarelor testate.

Bibliografie

- [1] Kósa, B., Niculiu, A., Silard, A., Bodea, M. Procedeu și aparat pentru măsurarea valorilor mari ale vitezei de creștere maxim admisibile a curentului la tiristoare, Brevet de invenție R. S. R. Nr. 73424.
- [2] * * * SCR Manual, 5-th Edition, General Electric Company, 1972.
- [3] * * * di/dt — metru SILEC, documentație tehnică IPRS-Băneasa.
- [4] Silard, A., Bodea, M., Kósa, B., Niculiu, A. Procedeu și circuit pentru generarea cu un consum redus de energie a semnalelor semi-sinusoidale de curent cu un front rapid de creștere. Brevet de invenție R. S. R. Nr. 73426.
- [5] Silard, A., Bodea, M., Kósa, B., Niculiu, A. Circuit de forță pentru generarea cu un consum redus de energie a semnalelor de curent cu un front rapid de creștere. In: E. E. A. — Electronica și automatica, vol. 25, 1981, No. 3.

CZ 621.37 : 537.874

MONITOR
TRANZACȚIE

Subsistem de gestiune a tranzacțiilor TRANS

S.I. NIȚCHI, M. FERNEA, I. HORVATH, C. MUNTEANU, I. SÎNGEORZAN* — CLUJ-NAPOCA

1. Introducere

Sistemele de operare universale SIRIS 2/3 pentru calculatoarele FELIX C-256, HELIOS pentru seria 8010, OS pentru IBM 360—370, RSX—11M, 11-S pentru PDP-11, AMS pentru I-100 etc, sînt îndreptate spre rezolvarea fie în batch, fie conversațional, a unor clase generale de probleme care se încadrează în schema generală de lucru din figurile 1a și 1b. Evident, aceste scheme se mai modifică în cazul în care se folosește un compilator LOAD & GO sau interpretor.

Din aceste scheme rezultă cîteva elemente esențiale și anume:

— utilizatorul cunoaște cel puțin un limbaj de programare;

— utilizatorul cunoaște structura datelor cel puțin la nivel logic (în cazul utilizării bazelor de date), sau fizic (în cazul prelucrărilor clasice);

— utilizatorul cunoaște sistemul de operare care se schimbă de la un calculator la altul;

— recunoașterea utilizatorului se face prin nume și număr de cont în cazul sistemelor batch (OS, SIRIS, HELIOS), respectiv nume, parolă și număr de cont (format chiar din

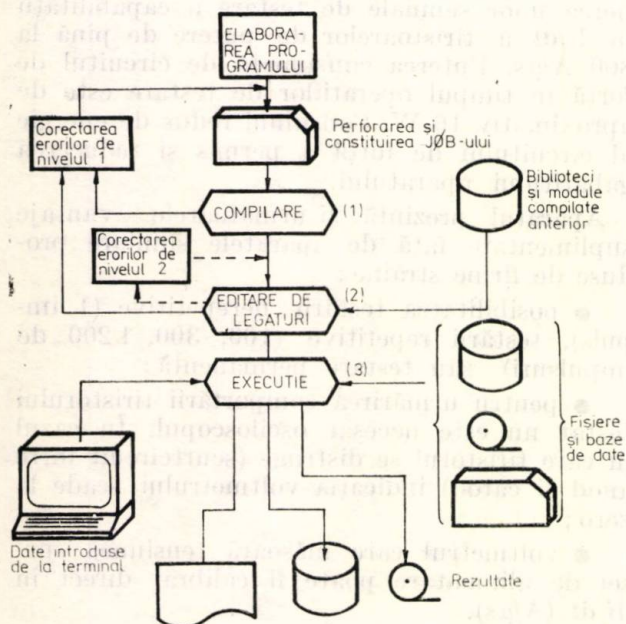


Fig. 1a. Schema generală de lucru într-un sistem de operare bazat pe batch.

* Institutul de tehnică de calcul — filiala Cluj-Napoca.

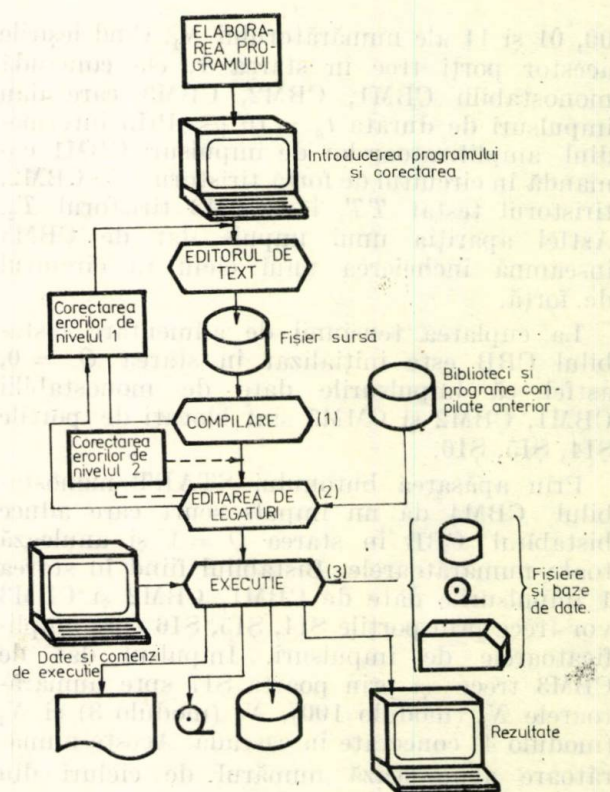


Fig. 1b. Schema generală de lucru într-un sistem de operare conversațional.

IBM respectiv SSD-SP de autori [15] pentru calculatorul FELIX C-256 și SIMCO [16] pentru FELIX C-32.

În lucrarea de față sînt expuse principiile care au stat la baza realizării subsistemului TRANS, care este un subsistem destinat gestiunii tranzacțiilor sub controlul sistemului de operare AMS pentru calculatoarele I-100 și care a fost expus de autori în [17-18].

1. Terminologia de bază și filozofia generală a subsistemului

În cele ce urmează se vor utiliza noțiunile generale de informatică [19-20], precum și cele de teleprelucrare [21-23] în sens uzual, precizîndu-se numai elementele legate de gestiunea tranzacțiilor în sensul acceptat de noi.

Fază sau moment tranzacțional este un ansamblu de cerere - răspuns. Spre deosebire de STRATEGE [7] și SPARTE [8] în TRANS faza poate fi atît la inițiativa sistemului, cit și a utilizatorului.

Fiecare fază are deci trei elemente: cerere, prelucrare și răspuns.

Set tranzacțional sau set de lucru este un ansamblu de resurse necesare execuției unei faze. Mai exact, setul de lucru este format din:

a. Setul cu alocare statică: mesajul curent, spațiul de memorie internă a tranzacției, spațiul de lucru al subsistemului TRANS, unitatea centrală etc, care corespunde, în principiu, setului Denning [24], analizat în [1, 2].

b. Setul cu alocare dinamică: zona comună, fișiere, articole de pus la zi și zona de memorie a taskurilor nerezidente.

Tranzacție este un ansamblu de faze legate semantic în vederea realizării unui anumit scop (în general de conducere economică). În această accepțiune prin tranzacție se înțelege un ansamblu de taskuri sau procese, adică un ansamblu de programe, fișiere, mesaje, machete și spații de lucru legate semantic în vederea rezolvării unor probleme de conducere economică.

Modul de aplicație. O tranzacție utilizează un ansamblu de module de tip subprogram elaborate de utilizator într-un limbaj de programare legat de calculator (de exemplu MACRO) sau de nivel înalt (FORTRAN, COBOL sau BASIC PLUS-2). Spre deosebire de alte sisteme tranzacționale (de exemplu STRATEGE [7]) comunicarea cu sistemul de exploatare și cu utilizatorul se poate face direct din modulul de aplicație nu numai prin intermediul sistemului de gestiune a tranzacțiilor. Spre deosebire de alte sisteme SPARTE [8], sau TRAX [12] modulului de aplicație i se asigură și o gestiune asistată a fișierelor.

Task sau proces utilizator este un ansamblu format dintr-un modul utilizator la care se adaugă prin ediție de legături un modul de

control (TCT), precum și un set de lucru. O tranzacție poate fi deservită de un ansamblu de taskuri.

Subsistem de gestiune a tranzacțiilor TRANS este un ansamblu de programe, biblioteci și fișiere de comenzi format din: monitorul TRANS, generatorul GTRANS, limbajul și compilatorul ATL, taskul de gestiune asistată a fișierelor TGF și utilitare.

Procesor tranzacțional este un ansamblu format din subsistemul TRANS (monitorul, TGF-ul), un ansamblu de definiții (terminale, machete, programe, tranzacții, fișiere, utilizatori și buffere), precum și de taskuri utilizatori.

Terminal. Prin terminal se înțelege un dispozitiv fizic legat (eventual la distanță) de calculator [23]. Din punct de vedere TRANS terminalele pot fi: continue, paginate, directe sau virtuale.

Primele trei tipuri de terminale se deosebesc după felul de ieșire:

Terminalele continue sînt acele terminale pentru care în cazul în care mesajul de ieșire nu încapă în bufferul de memorie, este memorat pe disc. În această categorie intră teletype-urile sau display-urile de tip DAF-1001 în regim de defilare.

Terminalele de tip paginat sînt acele terminale care sînt organizate pe „ecrane” de tip DAF-1001 în regim normal, sau DAF-2010.

Terminalele directe sînt acele terminale care nu au coadă de așteptare pe disc, dacă terminalul nu dispune de memorie operativă, mesajul se pierde. Acest tip se utilizează numai pentru terminale speciale.

Terminalele virtuale sînt destinate comunicării între taskuri.

Unul dintre terminalele de tip continuu este considerat întotdeauna activ, de prioritate maximă și este destinat conducerii întregului proces. Acest terminal este considerat terminal monitor și este specificat la generare.

2. Limbajul și compilatorul ATL

TRANS își propune ca unul din scopurile principale (spre deosebire de STRATEGE [7] și SPARTE [8]) să facă (dacă utilizatorul dorește acest lucru) sistemul I-100 transparent, adică utilizatorul folosește sistemul de conducere făcînd abstracție de sistemul de calcul. Pentru aceasta un programator sau inginerul de sistem care se ocupă de TRANS, definește o „machetă” sau „șablon” care descrie formularul ce va fi completat.

În acest scop a fost conceput un limbaj ATL în care se pot descrie machetele. În acest limbaj unitatea de schimb de informații între utilizator și TRANS este documentul. Orice document se descompune în una sau mai multe pagini. Prin pagină se înțelege, deci, o entitate analogă

cu cea folosită în limbajul curent. În cazul în care terminalul este de tip paginat, o pagină se descompune în una sau mai multe ecrane.

Entitatea cuprinsă între două întoarceri de car (eventual logice) este o linie. Liniile pot fi:

- de intrare, care conțin numai date de intrare;
- de ieșire, care conțin numai rezultate;
- de mișcare, care conțin și date de intrare și rezultate.

O altă clasificare ar putea fi:

- linii rezervate, care se repetă (translatează) pe fiecare pagină;
- linii curente, destinate schimburilor de informații;
- linii finale care pot apare la sfârșitul paginii.

Fiecare linie se compune din „cîmpuri” sau „zone” care sînt, deci, entități elementare de schimb de informații.

În ce privește alegerea limbajului s-a avut în vedere sistemul TRAX [12], SDE de la HP2000, MCS de la T1600 [11] și mai ales RPG [12, 25].

Alegerea limbajului a fost determinată de o serie de motive și anume: calculatorul I-100 nu dispune de terminale specializate (ca în cazul SDE sau TRAX); programarea în coloane fixe este ușor de învățat; frecvența erorilor sintactice este mai mică; compilarea este mai simplă.

Analog cu RPG [25] programarea machetelor se efectuează pe 5 tipuri de specificatori:

Specificatorul de pagină (P) se recunoaște după litera *P* din coloana a 6-a și care conține informații legate de identificarea și structura paginii.

Specificatorul de salt (S). În *ATL* se admit pentru fiecare pagină pînă la 99 de canale de salt numerotate de la 01 la 99. Specificatorul de salt leagă numărul canalului cu numărul liniei din pagină la care se referă canalul.

Specificatorul de descriere a liniilor (L) se recunoaște după codul *L* în coloana a 6-a și conține informații legate de identificarea, structura și tipul liniei.

Specificatorul de descriere a cîmpurilor (Z) se identifică după codul *Z* în coloana a 6-a, conținînd informații de identificare, structură și tipul cîmpurilor.

Specificatorii de descriere a documentului (D) se recunosc după litera *D* în coloana a 6-a fiind destinate descrierii documentelor.

Compilerul *ATL* este în două faze. În prima fază se analizează sintactic textul sursă, editînd listingul și eventualele erori sintactice, generînd totodată și un text intermediar. Faza a doua se lansează numai dacă prima fază s-a terminat corect și are ca scop principal verificarea semantică a textului intermediar generat de prima fază, generînd textul final

și semnalînd eventualele erori. Schema compilării unui program *ATL* este dată în figura 3.

Fișierul final obținut din compilarea *ATL* va fi prelucrat de programul *PRECR* din cadrul *TCLM*.

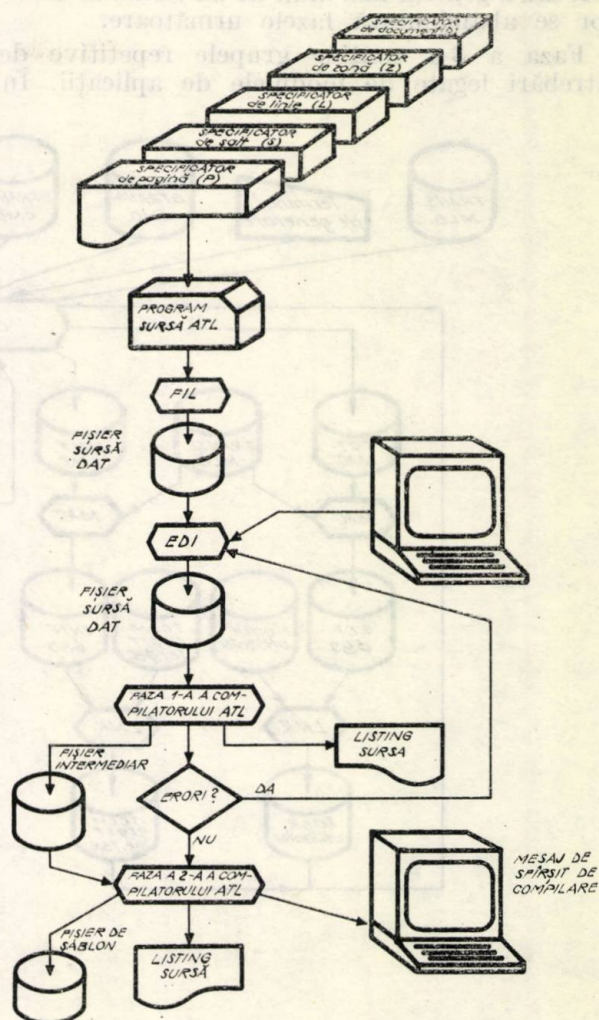


Fig. 3. Fluxul compilării programelor *ATL*.

3. Generatorul GTRANS

Este un ansamblu de fișiere de comenzi și programe care permit adaptarea *TRANS* la necesitățile utilizatorului, precum și la configurația hard și soft de care dispune acesta. Schema de principiu a generării este dată în figura 4. Generarea se efectuează, deci, interactiv sub controlul *CLP* și *AT* [20] folosind biblioteca *TRANSL.MLB*.

Generarea se derulează în 8 faze:

Faza 1-i conține o serie de întrebări legate de parametrării generali: configurația sistemului, tipuri de jurnalizări-salvări și gestiunea timpului.

Faza a 2-a conține grupe repetitive de întrebări legate de identificarea și caracteristicile

terminalelor. Faza se termină cu „@” la întrebarea :

— ** — NUME TERMINAL NR : — ** —
— [S] ?

Dacă utilizatorul nu a generat terminal monitor, sau a generat mai mult de un terminal monitor se abandonează fazele următoare.

Faza a 3-a conține grupele repetitive de întrebări legate de modulele de aplicații. În

Faza a 6-a este destinată generării informațiilor legate de fiecare tranzacție asociind informațiile despre toate elementele și caracteristicile tranzacției, modulul de aplicație, machetă, fișiere și terminale.

GTRANS3 conține ultimele două faze :

Faza a 7-a este destinată generării informațiilor legate de utilizatori.

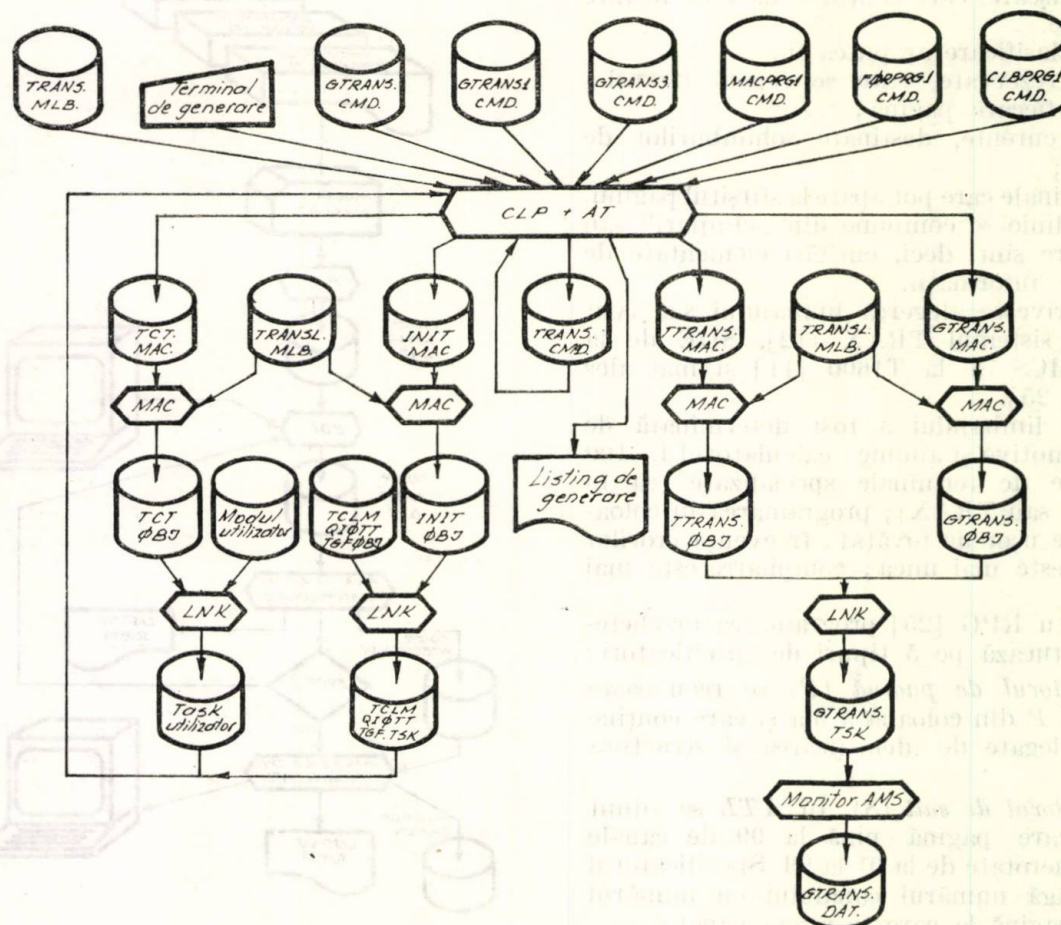


Fig. 4. Schema de ansamblu a generării TRANS.

această fază fișierul principal de comenzi GTRANS apelează pentru compilarea și editarea fiecărui modul de aplicații fișierele de comenzi MACPRG1, FORPRG1 sau CBLPRG1 în funcție de limbajul în care a fost elaborat modulul de aplicație.

Faza a 4-a, destinată generării machetelor, încheie fișierul GTRANS, terminarea grupele repetitive fiind identică cu fazele precedente.

Următoarele două faze conținute în fișierul de comenzi GTRANS1 sînt destinate :

Faza 5 a generării fișierelor cu gestiune asistată și care pentru fiecare fișier, pe lângă informațiile necesare completării tabelului de descriere, cere și informații necesare protecției fișierelor.

Faza a 8-a, cu care se încheie generarea, este destinată generării poolului de buffere, informațiile fiind utilizate de programele de gestiune a bufferelor.

Se observă că în ieșire pe lângă lista dialogului apărută pe terminalul de generare și listîngul generării se mai obține :

— fișierul TCT.MAC care după cum am văzut conține antetul modulului utilizator cu interfața necesară taskului utilizator cu subsistemul ;

— fișierul INIT.MAC necesar taskurilor TCLM, QIOTT și TGF pentru a avea acces la „magazia” procesorului tranzacțional ;

— fișierul TRANS.CMD necesar instalării taskurilor de aplicații, setării bufferelor ter-

minalelor și lansării procesorului tranzacțional;

— fișierul TTRANS.MAC, care conține tabelele goale;

— fișierul GTRANS.MAC, care completează tabelele.

În urma compilării și legării modulelor TTRANS și GTRANS se obține un program executabil GTRANS, care prin execuție generează un fișier GTRANS.DAT ce conține informațiile comune necesare procesorului tranzacțional și tuturor tranzacțiilor.

4. Monitorul TRANS

Monitorul TRANS regroupează o serie de taskuri ca :

- monitorul propriu-zis (TRANS)
- TCLM
- QIOTT
- TGF
- utilitare.

4.1. Monitorul propriu-zis

Asigură în esență lansarea în execuție, interfața cu operatorii, interfața cu modulul de aplicație, gestiunea magaziei procesorului tranzacțional, gestiunea utilizatorilor, gestiunea tranzacțiilor, gestiunea timpului, gestiunea priorităților și gestiunea punctelor de reluare.

Lansarea în execuție se asigură prin comanda :

⊗TRANS,

după care sistemul începe un dialog la terminalul monitor cu operatorul central prin care cere specificarea printre altele a tipului de pornire.

Există trei tipuri de pornire :

- pornirea la rece, când sistemul pornește dintr-o stare inițială;
- pornirea normală, când sistemul pornește după ce a fost oprit, deci tabelele se reiau din starea în care au fost în momentul opririi;
- pornirea la cald, când se repornește după o oprire forțată a sistemului.

4.1.1. Gestiunea „magaziei” procesorului tranzacțional

În toate cazurile sînt aduse de pe disc tabelele generate, într-o subpartiție care va forma o regiune [20] la care se vor atașa atît taskurile subsistemului, cît și taskurile utilizator.

Această regiune va fi mappată cu ultimele pagini virtuale ale fiecărui task și va forma magazia procesorului tranzacțional. Structura acestei magazii este dată în figura 5. În această magazie operează în general monitorul TRANS, TCL-ul și TGF-ul în afară de zona de buffere, unde au acces pe lîngă aceștia și utilitarul de gestiune a bufferelor, precum și programele utilizator.

4.1.2. Interfața cu operatorii terminalelor

În urma lansării sistemului sînt lansate tranzacțiile declarate active în momentul gene-

rării, precum și terminalele declarate active în vederea identificării utilizatorilor și începerii lucrului.

Interfața cu operatorii terminalelor, precum și cu cel central este deosebit de simplă, ambele

BPC	Blocul principal de control conține informații generale despre tabele.
TGEN	Tabel de informații generale.
TRMDEF	Tabele de definire a terminalelor.
TPTR	Tabelul de priorități a terminalelor.
SABDEF	Tabele de definire a șabloanelor.
PRGDEF	Tabele de definire a programelor.
FISDEF	Tabelul de definire a fișierelor.
CODDEF	Tabelul de definire a codurilor.
USDEF	Tabelul de definire a utilizatorilor.
BUFDEF	Tabelul de definire a bufferelor.

Fig. 5. Structura magaziei procesorului tranzacțional.

categorii de operatori pot cere informații despre : starea sistemului, statistici, pot activa sau dezactiva o serie de componente ale sistemului.

4.1.3. Interfața cu modulele de aplicații

Interfața cu modulele de aplicații se realizează pe principii unitare, adică utilizatorul apelează un macro (în limbajul MACRO) sub forma :

nume-funcție ($par_1, par_2, \dots, par_n$)

un subprogram de tip subrutină în FORTRAN [26];

CALL nume-funcție ($par_1, par_2, \dots, par_n$)

sau un subprogram COBOL sub forma [27]:

CALL nume-funcție USING $par_1, par_2,$

$\dots, par_n.$

Rezultatul acestui apel este un tabel de forma :

nr. param.
par_1
$\vdots$
par_n

Se încarcă în $R5$ adresa tabelului și se face apel la un punct de intrare în TCT , adică se respectă principiile generale de apel de sub-programe [26].

Din tabelul de mai sus TCT formează un pachet și-l transmite monitorului $TRANS$ cu un macro $SDAT\$$ provocând o întrerupere după care se suspendă.

Monitorul primind acest pachet îl plasează într-o coadă de așteptare cu priorități și-l lansează către $TCLM$ sau TGF în momentul în care îi vine rândul.

La răspuns monitorul determină tranzacția destinatară și plasează răspunsul într-o coadă, după care în momentul în care îi vine rândul relansează taskul utilizator plasându-i răspunsul.

4.1.4. Interfața cu utilizatorii

Interfața cu utilizatorii se realizează pe baza drepturilor utilizatorilor declarate la generare. Fiecare utilizator are un nume, o parolă și un UIC ca în sistemul AMS [20], dar el poate avea și o prioritate, parole speciale și un nivel de competență acordat, de asemenea, la generare. La fiecare deschidere de sesiune utilizatorul trebuie să prezinte subsistemului $TRANS$ elementele de identificare.

4.1.5. Gestiunea priorităților

Gestiunea priorităților se face în baza a trei categorii de priorități și anume: prioritatea terminalului, prioritatea utilizatorului și prioritatea tranzacției. Prioritatea totală în sistem poate merge de la 0 la 255, iar în exterior fiecare componentă poate avea o prioritate de la 0 la 127. Un element, de exemplu un terminal, cu prioritate între 64 și 127 se consideră cu prioritate absolută și ca atare tranzacția asociată nu va intra în algoritmul de partajare a resurselor (de exemplu gestiunea cuantelor de timp). El va fi considerat automat cu prioritatea 128 plus prioritatea sa. Dacă toate elementele (terminal, utilizator, cod) au prioritatea între 0 și 63 prioritatea internă inițială a tranzacției va fi calculată ca suma acestor priorități. În momentul în care o tranzacție neprioritară beneficiază de un serviciu (de exemplu o cantă de timp) prioritatea ei internă este readusă la prioritatea inițială, toate tranzacțiile neprioritare sînt avansate cu un interval de prioritate declarat la generare, figura 6.

În felul acesta fiecare tranzacție ajunge să ruleze în sistem la un moment dat.

4.1.6. Gestiunea timpului

La generarea modulelor de aplicații se poate indica timpul maxim în care poate rula un program în sistem. Dacă acest lucru nu este indi-

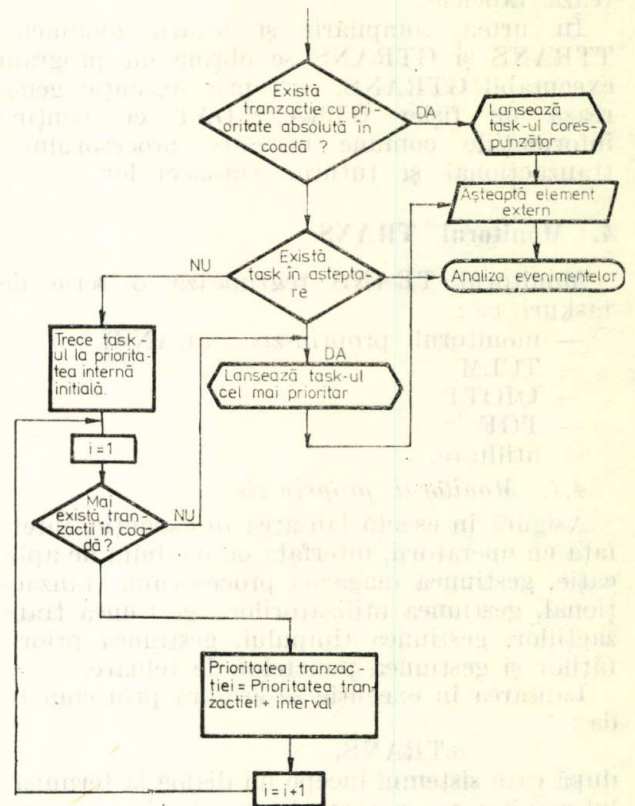


Fig. 6. Schema de principiu a secvenței de gestiune a priorității tranzacțiilor în sistem.

cat, fiecare program poate rula nelimitat. Acest parametru este destinat evitării ciclurilor infinite.

Fiecare tranzacție care nu are o prioritate absolută primește o cantă de timp de dimensiune indicată la generare, după care poate pierde controlul conform gestiunii priorităților.

4.2. Taskul de control al transmisiei (TCLM)

Este destinat controlului I/E cerut de o tranzacție. În acest scop preia pachetul de la monitorul $TRANS$, verifică dacă tranzacția are sau nu șablon, în caz afirmativ apelează $PRECR$ (partea $TCLM$ -ului care asigură I/E cu șablon) și lansează cererea I/E , către $QIOTT$ pentru efectuarea I/E propriu-zise. În cazul ieșirii apelează utilitarul de gestiunea bufferelor pentru a elibera bufferele implicate.

4.3. Taskul de executarea efectivă a I/E (QIOTT)

Acest task alocă numerele logice terminalelor ce execută I/E propriu-zise.

4.4. Taskul de control al gestiunii fișierelor TGF

Asigură în primul rînd gestiunea asistată a fișierelor. În acest scop deschide toate fișierele care au fost declarate active în momentul lansării, semnalează operatorului central (dacă este cazul) acest fapt și la fiecare acces confruntă parolele și nivelele de competitivitate ale utilizatorului cu cele ale fișierelor nepermițînd accesele neautorizate.

În plus TGF-ul asigură jurnalizarea activității atît la nivel de sistem, cît și de utilizator

5. Utilitare

Dintre utilitare amintim numai cele două: ADRBUF și ELIBUF care asigură ocuparea și respectiv eliberarea bufferelor.

După cum se vede în figura 5 bufferele sînt gestionate în trei pooluri, mai exact se generează trei pooluri și anume:

— poolul de buffere necesare fișierelor sistemului, care conține cel puțin 7 buffere, nu-

6. Bibliotecarul de pagini

Utilizatorul poate cere ca anumite pagini să fie memorate și rediate așa cum au fost completate în prealabil. În acest scop dispune de un utilitar special BIBLIO care este destinat gestiunii bibliotecii de pagini.

7. Concluzii

Filozofia generală a organizării legăturilor cooperării taskurilor în TRANS se indică în figura 7.

Subsistemul TRANS se deosebește esențial de TRAX [12] admitînd o gamă vastă de terminale cu care sînt dotate calculatoarele românești, fiind un subsistem, adică rîndînd sub AMS în timp ce TRAX este un sistem integrat soft și hard avînd structură de sistem de operare.

Subsistemul a fost conceput ca să fie utilizabil în orice sistem destinat conducerii proceselor, mai ales economice.

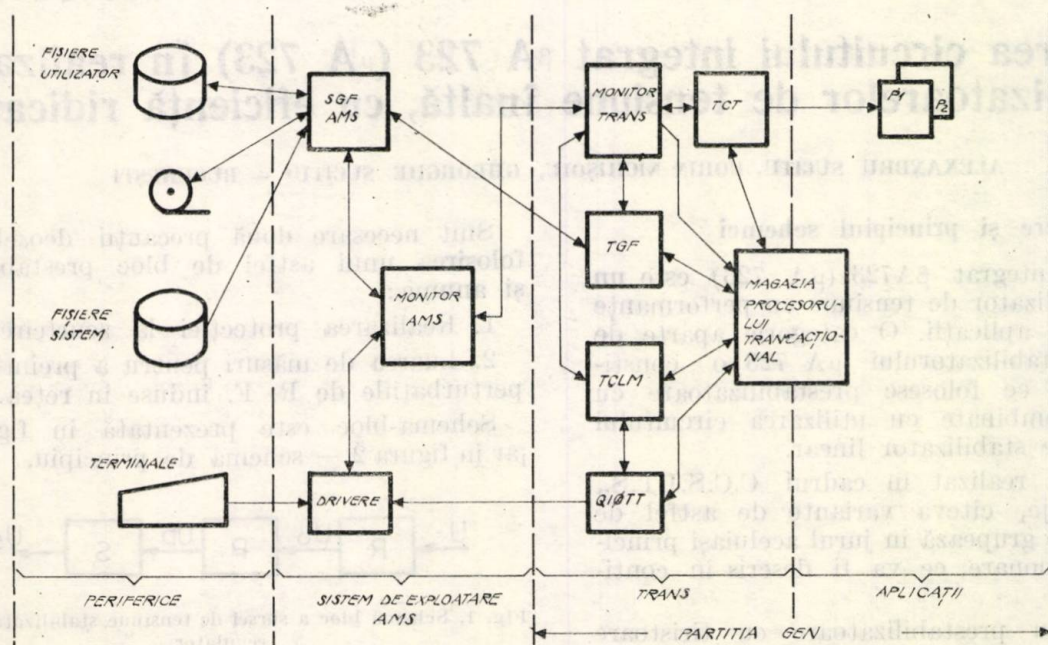


Fig. 7. Filozofia generală a cooperării task-urilor în TRANS.

mărul și dimensiunea bufferelor fiind indicate la generare;

— poolul de buffere necesare fișierelor utilizator care se gestionează identic cu cele pentru fișierele sistem;

— poolul de buffere de I/E pe terminale, ale căror dimensiune se declară în generare, numărul lor fiind calculat în funcție de spațiul disponibil din magazie.

În cazul în care o I/E depășește dimensiunea unui buffer de I/E pe terminal, TCM asigură înlanțuirea bufferelor. Obținerea de buffere și înlanțuirea lor se execută prin utilitarul ADRBUF iar eliberarea prin ELIBUF.

Bibliografie

- [1] Wilkies, V. Sisteme de calcul cu acces multiplu (time-sharing). Ed. Tehnică, București, 1974.
- [2] Baltac, V. Optimizarea sistemelor de operare ale calculatoarelor numerice. Ed. Facla, 1974.
- [3] IBM BTAM/DOS, Basic Telecommunications access method GC 30-5001-8.
- [4] QTAM/DOS Message processing program service GC 30-5003-3.
- [5] TCAM/OS User's Guide - GC-30-2025-2.
- [6] VTAM/OS Introduction to VTAM GC 27-6987-3.
- [7] C.I.I. STRATEGIE sous SIRIS 3. Manual d'utilisation et d'operation 4512 el/FR, 1975.
- [8] — SPARTE. Manuel d'utilisation et d'operation 4400 E/FR, 1973.
- [9] CERCI. MUTEX (Multiuser Transaction Executive) Manuel de reference 1977.

- [10] — MUTEX Manuel d'utilisation, 1977.
- [11] TELEMÉCANIQUE MCS/MUTEX. Manuel d'utilisation Calculateur T1600
- [12] DIGITAL. PDP-11 Software Handbook 1978.
- [13] Lampson, B.W. și Sturgis, H. E. Reflection on an operating system design. Communication of ACM May 1978, 19(5), p. 251—265.
- [14] Teodorescu, B. TITAM — Metodă de acces pentru utilizarea terminelor display în regim de releprelucrare. ACM Ed. tehnică 28(1979) p. 121—136.
- [15] Nițchi, S. I., Arghir, M., Horvath, I., Sîngeorzan, I., Miculaș, V. Monitor de teletransmisie SSD—SP V1. Manual de utilizare și operare ITC 1976.
- [16] Nițchi, S. I. SIMCO (Sistem Multi Console) ITC 1976. Manual de utilizare și operare.
- [17] Nițchi, S.I., Fernea, M., Horvath, I., Munteanu, C., Sîngeorzan, I. — Sistem de gestiune a tranzacțiilor pentru minicalculatoare românești TRANS. Specificații de definiție ITC 1979
- [18] — Manual de utilizare și operare ITC 1982.
- [19] ITC—Minicalculatorul INDEPENDENT I—100. Manual de prezentare 1979.
- [20] Becea, A. Sistemul de operare AMS. Manual de prezentare ITC 1979.
- [21] Pescaru, V., Bilciu, C., Safran, I., Nica, A. Inițiere în teleprelucrare a datelor. Ed. tehnică, București 1982.
- [22] Coculescu, V., Poienariu, M. Teleprelucrarea datelor, Ed. Militară București, 1982.
- [23] C. I. I.—Teleinformatique. Introduction au Télétraitement Produits CII. Manuel de presentation 3865 P/FR 1971.
- [24] Denning, P. J. and Schwartz, S. C. Properties of the working set model, Communication of ACM, 13, 3 1972.
- [25] C. I. I. — Language de programmation de gestion (LPG) Manuel d'utilisation 3174 E1/FR 1971.
- [26] Vușcan, T., Mureșan, T., Vesa, I., Cherata S., Enyedi, A. Limbajul FORTRAN IV — Manual de utilizare și operare, ITC 1980.
- [27] Prodan, E., Handrea, M., Mecea, L., Huprich, M., Prichici, P., Topliceanu, S. — COBOL — Manual de utilizare și operare ITC, 1982.

CZ 621.315.66

STABILIZATOR
CIRCUITE INTEGRATE

Utilizarea circuitului integrat $\beta A 723$ ($\mu A 723$) în realizarea stabilizatoarelor de tensiune înaltă, cu eficiență ridicată

ALEXANDRU SUCITU, DORIN NIȚȘOIU, GHEORGHE SUCITU* — BUCUREȘTI

1. Introducere și principiul schemei

Circuitul integrat $\beta A 723$ ($\mu A 723$) este un circuit stabilizator de tensiune cu performanțe deosebite în aplicații. O categorie aparte de aplicații a stabilizatorului $\mu A 723$ o constituie sursele ce folosesc prestabilizatoare cu tiristoare combinate cu utilizarea circuitului în partea de stabilizator linear.

Autorii au realizat în cadrul C.C.S.I.T.S., Secția utilaje, câteva variante de astfel de surse care se grupează în jurul aceluiași principiu de funcționare, ce va fi descris în continuare.

Sursele cu prestabilizatoare cu tiristoare folosind C.I. $\mu A 723$, pot fi grupate în una din următoarele două forme:

1. *Stabilizatoare pentru tensiuni de ieșire fixe* (sau variabile în limite reduse în jurul unei valori nominale).

2. *Stabilizatoare cu plajă largă de tensiune* care mențin pe elementul serie al stabilizatorului liniar o tensiune diferențială intrare — ieșire aproximativ constantă.

În amândouă cazurile se folosește un bloc numit „prestabilizator cu tiristoare” comandat în așa fel încât să mențină o tensiune convenabilă pe un condensator „tampon”.

* Centrul de cercet. șt. și inginerie tehnologică pentru semiconductoare — București,

Sînt necesare două precauții deosebite la folosirea unui astfel de bloc prestabilizator și anume:

1. Realizarea protecției la scurtcircuit.

2. Luarea de măsuri pentru a preîntîmpina perturbațiile de R. F. induse în rețea.

Schema-bloc este prezentată în figura 1, iar în figura 2 — schema de principiu.

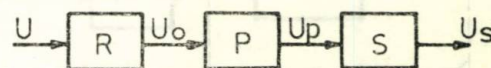


Fig. 1. Schema bloc a sursei de tensiune stabilizată cu pre-regulator.

Se descrie în cele ce urmează funcționarea unui bloc prestabilizator cu tiristoare pentru o tensiune fixă la ieșire.

Se folosesc următoarele notații:

U_r — tensiunea din secundarul transformatorului de rețea;

U_z — tensiunea diodei zener D_z ;

V_{out} — tensiunea la ieșirea stabilizatorului liniar;

$U_{Rs} = U_c$ — tensiunea la ieșirea prestabilizatorului.

Prestabilizatorul funcționează astfel: componentele D_1 , D_2 , T_1 și T_2 reprezintă o punte redresoare semicomandată, diodele D_3 și D_4

permit aplicarea impulsurilor de sincronizare necesare deschiderii pe rind a tiristoarelor. Se consideră $V_{out} = 0$, sau cu alte cuvinte anodul diodei D_z , conectat la masă.

În acest caz, tensiunea la ieșirea prestabilizatorului U_c va fi egală cu $(V_{out} + U_z)$.

b) Folosirea circuitului $\mu A 723$ în combinație cu un prestabilizator cu tiristoare pentru reali-

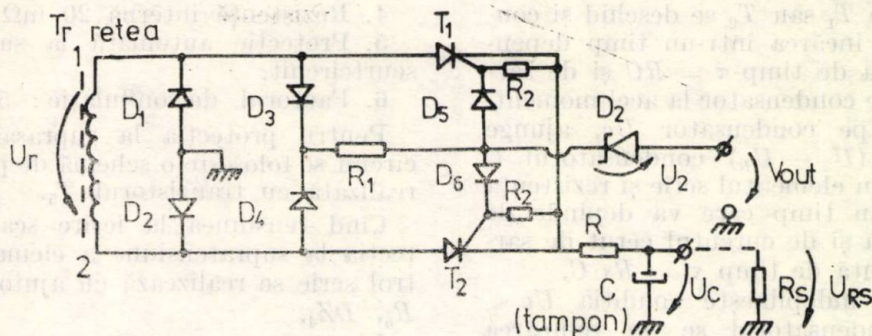


Fig. 2. Schema electrică de principiu a prestabilizatorului cu tiristoare.

În alternanța pozitivă (pet. 1 pozitiv față de 2), condensatorul C se va încărca prin circuitul: tiristorul T_1 , rezistența R și dioda D_2 . Tiristorul T_1 are condiții de deschidere: $U_{AK} > 0$ și $U_p > 0$, iar T_2 este blocat ($U_{AK} < 0$).

În semialternanța negativă, C se va încărca prin circuitul: T_2 , R și dioda D_1 .

Presupunind la ieșirea prestabilizatorului o rezistență R_s , tensiunea pe ea va fi:

$$U_{Rs} = U_c = U_z - U_D - U_p - U_R,$$

unde:

U_D este căderea de tensiune în direct pe diodă D_5 sau D_6

U_p — tensiunea poartă catod a tiristoarelor

U_R — căderea de tensiune pe rezistența R .

În general, sînt îndeplinite condițiile:

$$U_D \approx 0,6V \ll U_z; \quad U_p \approx 1V \ll U_z;$$

$$U_R < 1V \ll U_z.$$

Se poate aproxima atunci că:

$U_c \approx U_z = \text{constant}$ și, deci, la bornele condensatorului se obține o tensiune constantă.

a) Folosirea circuitului $\mu A 723$ în combinație cu un prestabilizator cu tiristoare pentru obținerea unei tensiuni fixe, stabilizate

În acest caz ieșirea prestabilizatorului se conectează la intrarea stabilizatorului realizat cu $\mu A 723$, ($U_c = U_{in}$), iar anodul diodei zener D_z se conectează la ieșirea stabilizatorului. Se poate scrie relația:

$$U_c = U_s + V_{out}$$

unde: U_s este căderea de tensiune pe stabilizator,

$$U_c - V_{out} \approx U_z,$$

deci:

$U_s \approx U_z$ și, deci, pe elementul serie al stabilizatorului se obține o tensiune aproximativ constantă și egală cu U_z .

zarea unui stabilizator reglabil în gamă largă de tensiune

Relațiile de la punctul a) se păstrează cu deosebirea că tensiunea la ieșirea stabilizatorului (sursei) fiind reglabilă, tensiunea la ieșirea prestabilizatorului U_c va trebui să satisfacă egalitatea:

$$U_c \approx V_{out} + U_z$$

unde: V_{out} este variabil, iar căderea de tensiune pe elementul serie U_z rămîne constantă.

Aceasta permite ca puterea maximă disipată de elementul serie să se reducă în mod considerabil.

Din punct de vedere fizic fenomenul de stabilizare al tensiunii la ieșire are loc în felul următor (vezi figura 3):

Se presupune condensatorul C încărcat la o valoare U_c care asigură la ieșirea stabilizatorului o tensiune stabilizată și că această tensiune are tendința să varieze, de exemplu să scadă (crește curentul de sarcină).

Stabilizatorul liniar anulează această scădere prin deschiderea mai accentuată a tranzistorului serie.

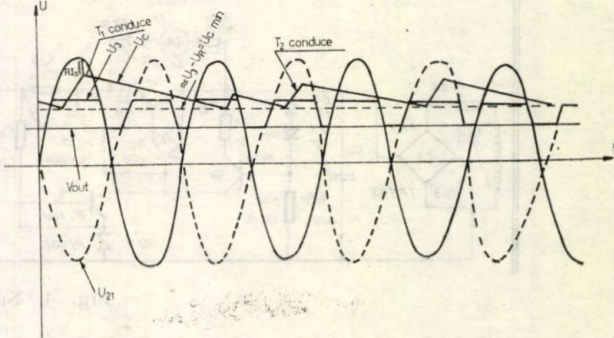


Fig. 3. Diagrama de tensiune.

Pentru condensatorul C aceasta înseamnă un curent de descărcare mai mare, ceea ce va duce la o mai rapidă scădere a tensiunii la borne, U_c . La o funcționare normală, tensiunea

din punctul 3 (catodul Dz) are variația din figura 3, (vezi U_3) cu amplitudinea egală cu $(U_3 + V_{out})$.

Când tensiunea pe condensator scade sub valoarea $U_3 - U_{D6} - U_p - U_R \approx U_3 - U_R$, atunci tiristoarele T_1 sau T_2 se deschid și condensatorul se va încărca într-un timp dependent de constanta de timp $\tau = RC$ și de sarcina acumulată pe condensator la acel moment. Dacă tensiunea pe condensator U_c , ajunge mai mare decât $(U_3 - U_R)$ condensatorul C se va descărca prin elementul serie și rezistența de sarcină, într-un timp care va depinde de sarcina acumulată și de curentul cerut de sarcină cu o constantă de timp $\tau' = R_s \cdot C$.

Imediat ce se îndeplinește condiția $U_c < (U_3 - U_R)$ condensatorul se va reîncărca și ciclul se va repeta.

În figura 3, se ține seama și de căderea de tensiune pe R datorită curentului de sarcină ceea ce face ca tensiunea pe condensatorul C să nu poată atinge anvelopa tensiunii U_{12} sau U_{21} . Pentru un curent de sarcină mic (deci $\tau' \rightarrow$ mare), frecvența ciclurilor de încărcare — descărcare va fi mică.

Pentru un curent de sarcină mare ($\tau' = R_s \cdot C$ mică) frecvența ciclurilor va crește până când $\tau' \ll \tau$, iar prestabilizatorul nu mai poate asigura încărcarea corespunzătoare a condensatorului C și montajul nu mai stabilizează.

tă sursă prezintă următoarele caracteristici:

1. Gama de tensiuni stabilizate: $0 \div 150$ V.
2. Curent în sarcină $0 \div 1$ A.
3. Factor de stabilizare în raport cu rețeaua: 0,05 %.
4. Rezistență internă 20 m Ω .
5. Protecție automată la suprasarcină sau scurtcircuit.
6. Factorul de ondulație: 50 mVv.v.

Pentru protecția la suprasarcină și scurtcircuit se folosește o schemă de protecție clasică realizată cu tranzistorul T_5 .

Când tensiunea la ieșire scade brusc, protecția la supratensiune a elementului de control serie se realizează cu ajutorul elementelor R_5 , DZ_4 .

În lipsa unei rezistențe de sarcină sau atunci când curentul de sarcină are valoarea redusă (sub 100 mA) încărcarea condensatorului C_1 se face la intervale mari de timp și în mod brusc ($\tau' \gg \tau$), determinând la ieșire un riplu de valoare inacceptabilă. Pentru compensare, la ieșirea stabilizatorului s-a conectat un generator de curent, comandat de un comparator de tensiune.

Schema din figura 4 funcționează astfel: atît timp cît tensiunea la ieșire nu depășește o anumită valoare de prag, U_p , la care componenta alternativă poate lua valori nepermise,

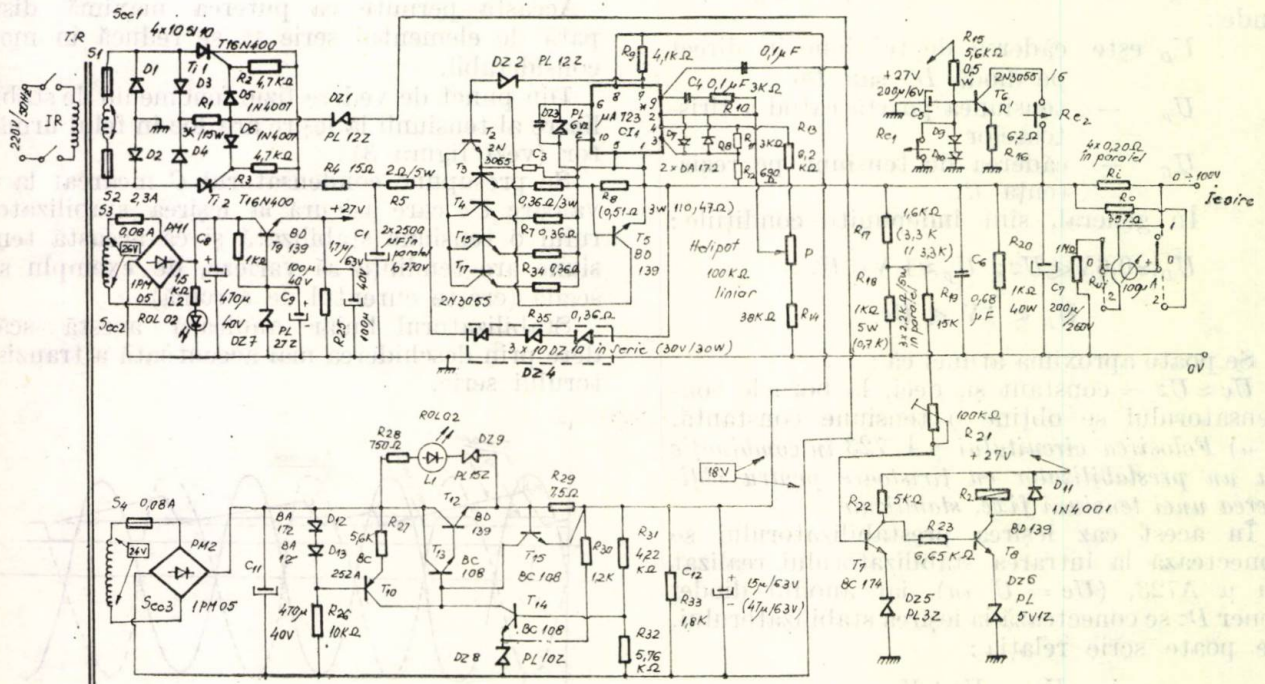


Fig. 4. Sursă stabilizată 100V/2A

2. Realizări experimentale

Sursă stabilizată de tensiune reglabilă $0 \div 150$ V/1A

Sursa este realizată cu stabilizatorul de tensiune $\beta A 723$ în schemă flotantă, figura 4, aceas-

de la ieșire se absoarbe un curent constant I_0 , prin intermediul unui generator de curent realizat cu T_6 .

La depășirea tensiunii de prag când valoarea componentei alternative devine suficient de mică, comparatorul de tensiune (realizat cu

T_7 și T_8) comandă blocarea generatorului de curent.

În schemă mai sînt prezentate două surse stabilizate, auxiliare, cu tranzistoarele T_9 , T_{10} , T_{11} , T_{12} , T_{13} , T_{14} , T_{15} , necesare alimentării circuitului integrat $\beta A 723$, elementului de referință a generatorului de curent și comparatorului de tensiune de $+18$ V și respectiv $+30$ V.

3. Concluzii

Schema prezentată permite obținerea unor performanțe ridicate:

— factorul de stabilizare = $5 \cdot 10^{-4}$, iar rezistența internă = $20 \text{ m}\Omega$.

Datorită prestabilizatorului cu tiristoare se obține un gabarit redus pentru sursa prezentată.

Acest stabilizator, este realizat cu componente românești și își găsește aplicații la procese industriale, de exemplu în tehnologia purificării cristalelor semiconductoare.

Bibliografie

- [1] Linear Integrated Circuits Data Handbook; National Semiconductor, — August 1973.
- [2] Linear Integrated Circuits Data Catalog, Fairchild Semiconductor, 1971.

CZ 621.375.9

LASER CU He-Ne

Stabilizarea în putere a unui laser cu He-Ne

VASILE M. CĂTUNEANU, ADRIAN GH. PODOLEANU,
PAUL E. STERIAN, BOGDAN VELCESCU, DOINA M. MAXIMEAN* — BUCUREȘTI

Introducere

Diferite tipuri de măsurări experimentale efectuate asupra proprietăților unor materiale în lumină coerentă, necesită un nivel foarte stabil al puterii laser de ieșire. Un nivel stabil al semnalului optic permite punerea în evidență a unor interacții foarte slabe și asigură măsurarea cu acuratețe a influenței parametrilor caracteristici ai configurației experimentale asupra intensității fasciculului laser transmis sau reflectat de către materialul studiat.

Se știe că anvelopa semnalului laser conține atît componente spectrale de frecvențe foarte joase datorate, de exemplu, influențelor pe care temperatura le are asupra elementelor cavității laser cît și componente spectrale de înaltă frecvență (sute de MHz) datorate emisiei spontane și altor perturbații de durată finită.

Influența nedorită a acestor componente spectrale poate fi mult atenuată sau chiar înlăturată prin stabilizarea puterii laser de ieșire.

În lucrare se prezintă o configurație experimentală combinată de stabilizare în putere a unui laser cu He-Ne, direct prin modificarea curentului de descărcare a tubului laser și indirect prin intermediul unui cîmp magnetic axial, aplicat pe calea de reacție.

1. Influența cîmpului magnetic axial asupra puterii emise de un laser cu He-Ne

Aplicarea unui cîmp magnetic axial sau transversal asupra tubului de descărcare al dispozitivului laser conduce la apariția efectului

Zeeman. Rezultă, în consecință, o scindare dependentă de direcția și intensitatea cîmpului magnetic a frecvențelor de oscilație ale modurilor laser aflate sub profilul liniei Doppler.

A fost studiată astfel teoretic și experimental atît dependența ecranului de frecvență dintre liniile Zeeman pentru un laser monomodal [1, 2], cît și dependența puterii laser emise funcției de intensitatea cîmpului magnetic axial aplicat.

Concluziile privind „răspunsul” în frecvență al dispozitivului laser au fost utilizate de diferiți autori în realizarea stabilizării frecvenței liniei laser emise [4, 5].

Dependența de intensitatea cîmpului magnetic axial a puterii laser emise va fi utilizată în această lucrare pentru stabilizarea puterii laser de ieșire.

Pentru aplicarea cîmpului magnetic, s-a realizat o bobină avînd lungimea de 10 cm pe un suport cilindric plasat concentric cu tubul de descărcare laser, lung de 65 cm, în partea centrală a acestuia, simetric în raport cu capetele. Un curent de 1 A prin bobină produce un cîmp magnetic axial de aproximativ $6 \cdot 10^{-4}$ T, suficient pentru studiul dependenței puterii laser de ieșire de intensitatea cîmpului magnetic. Dependența puterii laser emise de curentul prin bobină este prezentată în figura 1. Inductanța relativ mare a bobinei limitează superior frecvența de lucru la 20–40 kHz. De remarcat că lungimea redusă a bobinei în raport cu cea a tubului de descărcare, determină o distribuție neuniformă a cîmpului magnetic în cavităte.

* Institutul politehnic — București.

Ca urmare, nu va apare o scindare netă a liniei laser ci o „lărgire” a acesteia, continuă în limitele ecartului Zeeman. „Puritatea” spectrală a efectului Zeeman este de asemenea perturbată de funcționarea multimodală a laserului utilizat.

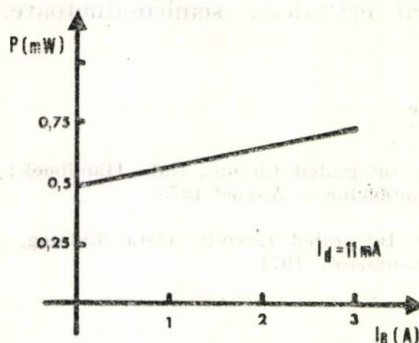


Fig. 1. Puterea laser de ieșire funcție de curentul care produce cîmpul magnetic axial.

2. Influența curentului de descărcare asupra puterii laser emise

Studiile privind posibilitățile modulării interne în putere a unui laser cu He-Ne prin comanda curentului de descărcare al tubului laser au evidențiat dependența puternică a puterii laser de ieșire funcție de curentul de descărcare (figura 2), astfel că pentru rate de modulație scăzute, limitate de procesele fizice

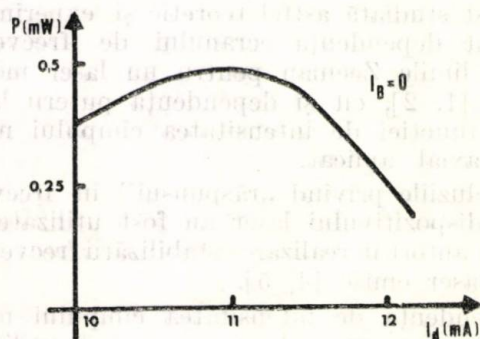


Fig. 2. Puterea laser de ieșire funcție de curentul de descărcare al tubului laser.

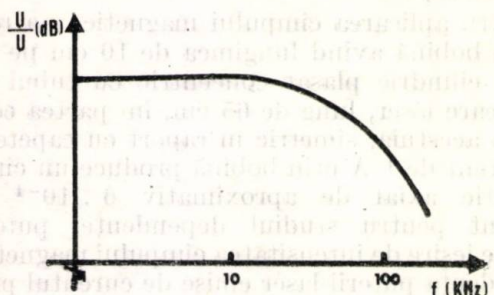


Fig. 3. Caracteristica de frecvență a laserului modulată prin curentul de descărcare.

de ciocnire inelastică din tubul laser la câteva sute de kHz (figura 3) această dependență poate fi utilizată pentru transmisii de date pe fasciculul optic modulată [6, 7].

Dependența puterii laser de ieșire de curentul de descărcare al tubului laser va fi utilizată în această lucrare pentru realizarea unei configurații de stabilizare a puterii laser.

3. Configurația experimentală de stabilizare în putere a laserului

Cele două posibilități de influențare a puterii laser prezentate în paragrafele 3 și 4 permit modificarea controlată a puterii emise de laser într-o configurație experimentală de stabilizare în putere a acestuia.

Experimental, s-au constatat variații ale puterii laser până la 50 %, în cîmp magnetic axial și de 3–7 %, prin modificarea curentului de descărcare, în zona liniară a caracteristicii din figura 2. În schimb, răspunsul în frecvență este după cum s-a mai menționat, mai bun în cazul comenzii curentului de descărcare (sute de kHz) în comparație cu comanda în cîmp magnetic a puterii de ieșire (zeci de kHz).

Ținîndu-se seama că amplitudinile fluctuațiilor lente sînt mult mai însemnate decît cele ale fluctuațiilor de frecvență mai ridicată, rezultă posibilitatea combinării celor două metode de stabilizare pentru o eficacitate ridicată a stabilizării atît pentru amplitudinile mari ale fluctuațiilor la frecvențe joase, cît și pentru fluctuațiile de frecvență mai ridicată.

Schema-bloc a configurației experimentale de stabilizare în putere a unui laser cu He-Ne, prezentată în figura 4, utilizează în acest scop două bucle de reacție negativă.

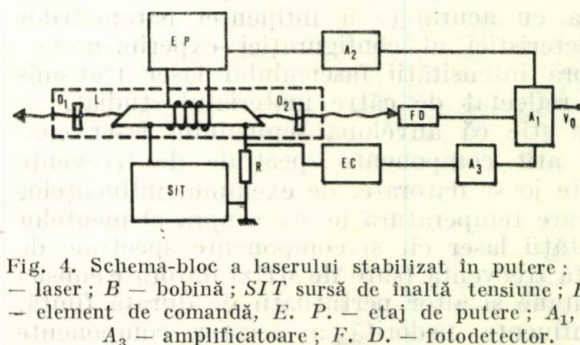


Fig. 4. Schema-bloc a laserului stabilizat în putere: L — laser; B — bobină; SIT sursă de înaltă tensiune; $E.C.$ — element de comandă; $E.P.$ — etaj de putere; A_1, A_2, A_3 — amplificatoare; $F.D.$ — fotodetector.

Una dintre buclele de reacție utilizează ca element de comandă a puterii de ieșire cîmpul magnetic axial creat de bobină B , excitată de etajul de putere EP . Cea de-a doua buclă de reacție permite varierea curentului de descărcare al tubului laser, prin modificarea cu ajutorul elementului de comandă EC a valorii unei rezistențe montată în paralel cu rezistența R , prin care circulă curentul furnizat de sursa de înaltă tensiune SIT . Cele două bucle de reacție conțin o cale comună, constituită din fotodioda FD și amplificatorul A_1 , care furnizează semnalul de reacție amplificatoarelor A_2 și A_3 .

Amplificatorul de fotodiodă A_1 este format din tranzistoarele T_1 și T_2 , într-un montaj

„transimpedanță” a cărei amplificare este determinată de rezistența R_5 și amplificatorul operațional de înaltă frecvență ROB733, a cărei amplificare este determinată de rezistența R_{13} . Punctul de funcționare al amplificatorului operațional este adus în regiunea liniară cu ajutorul potențiometrului P_2 . Avându-se în vedere semnalul optic intens incident pe fotodiodă, proiectarea amplificatorului s-a făcut urmărindu-se un câștig ridicat și o caracteristi-

Reglajul instalației de măsură s-a făcut astfel încât atât în prezența semnalelor de reacție, cât și în absența acestora, indicatorul P al puterii laser de ieșire să indice aceeași valoare a acesteia.

Înregistratorul I și voltmetrul selectiv VS pun în evidență fluctuațiile lente, respectiv rapide, ale intensității semnalului laser. Din compararea figurilor 7 și 8, care reprezintă înregistrările fluctuațiilor puterii laser într-un

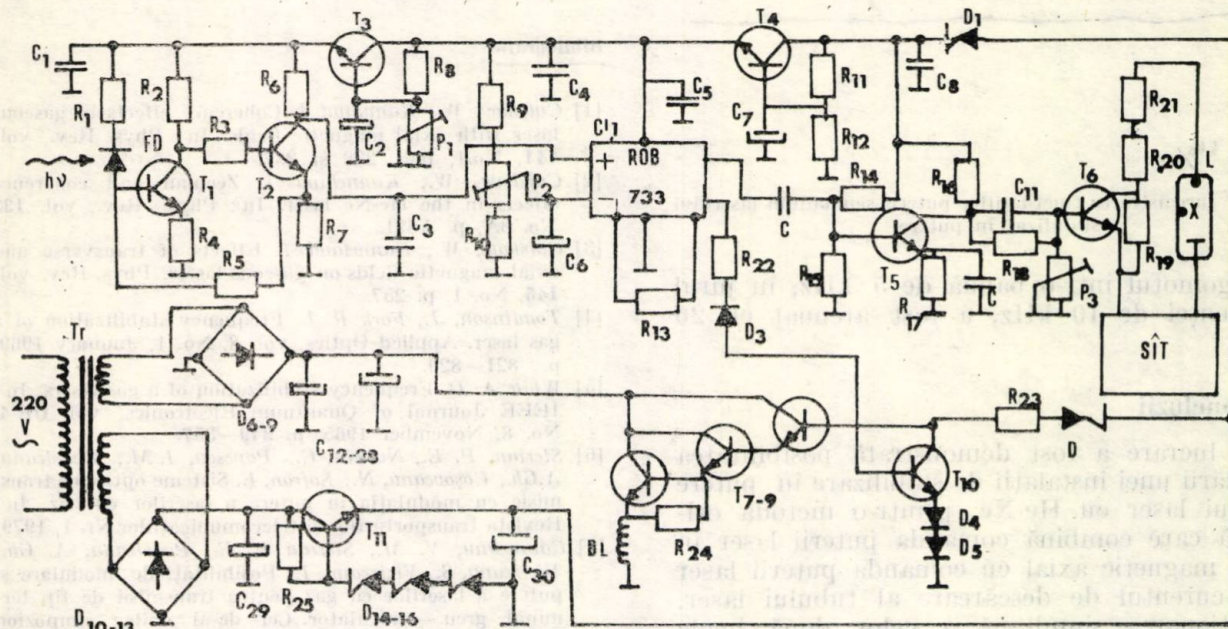


Fig. 5. Schema de principiu a instalației electronice.

că de frecvență cât mai bună, fără precauții speciale în privința zgomotului.

De la ieșirea inversată a amplificatorului operațional, semnalul prin tranzistorul T_5 al amplificatorului A_3 , excită elementul de comandă EC , constituit din tranzistorul T_6 , prin intermediul căruia este variat curentul prin tubul laser, L . De la cealaltă ieșire a amplificatorului operațional semnalul preluat galvanic este aplicat tranzistorului T_7 al amplificatorului A_2 și etajului de putere EP , realizat cu tranzistoarele T_8 , T_9 , T_{10} , asigurându-se un curent de 4A prin bobina B a cărei rezistență este de aproximativ 1 Ω .

Amplificatorul de fotodiodă A , fotodioda FD și amplificatorul A_3 sînt realizate pe cablaj imprimat, într-o carcasă ecranată montată pe carcasa laserului. Sursa de alimentare, amplificatorul A_2 și ampermetrul sînt dispuse într-o carcasă separată, în apropierea laserului.

4. Rezultate experimentale

Asupra laserului astfel stabilizat au fost efectuate măsurări cu ajutorul configurației experimentale din figura 6,

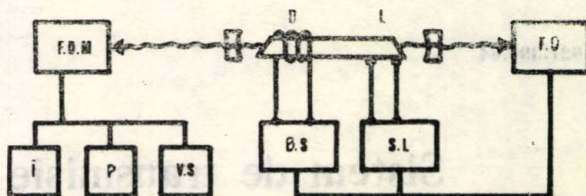


Fig. 6. Configurația experimentală pentru măsurări asupra laserului stabilizat în putere: L — laser; B — bobină; $E.S.$ — bloc stabilizator; $F.D.$ — fotodetector; $F.D.M.$ — fotodetector de măsură; I — înregistrator; P — element de măsură pentru puterea laser de ieșire; $V.S.$ — voltmetru selectiv.

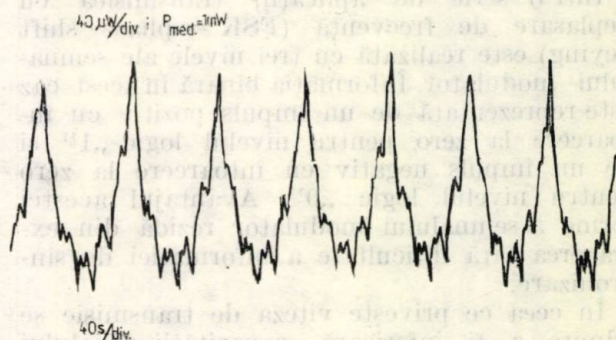


Fig. 7. Înregistrarea fluctuațiilor puterii semnalului optic de la laserul nestabilizat pe un interval de minute.

interval de timp de 10 minute rezultă eficacitatea montajului de stabilizare. Astfel, componenta avînd perioada de aproximativ $T = 200$ S (figura 6) a fost atenuată cu 40 dB,

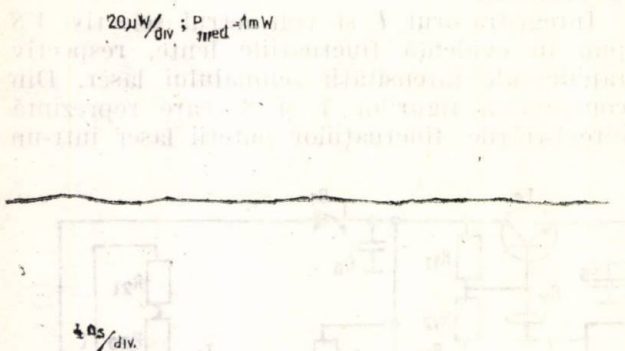


Fig. 8. Înregistrarea fluctuațiilor puterii semnalului laserului stabilizat în putere.

iar zgomotul într-o bandă de 5 kHz, în jurul frecvenței de 10 kHz, a fost atenuat cu 26 dB.

5. Concluzii

În lucrare a fost demonstrată posibilitatea realizării unei instalații de stabilizare în putere a unui laser cu He-Ne, printr-o metodă originală care combină comanda puterii laser în cîmp magnetic axial cu comanda puterii laser prin curentul de descărcare al tubului laser. Funcționarea simultană a celor două bucle de reacție asigură atât corecția fluctuațiilor cu

amplitudini mari la joasă frecvență cît și corecția fluctuațiilor de înaltă frecvență, cele două posibilități de stabilizare compensîndu-și reciproc dezavantajele, astfel că se asigură o caracteristică de stabilizare care „urmărește” aproximativ caracteristica amplitudine — frecvență a fluctuațiilor. Metoda de stabilizare a fost utilizată de autori pentru obținerea unui fascicul laser stabil necesar în studiul rezonanțelor piezoelectrice ale materialelor utilizate ca modulatori laser.

Bibliografie

- [1] Culshaw, W., Kannlaud I. Coherence effects in gaseous laser with axial magnetic fields. In: Phys. Rev., vol. **141**, No.1, pag. 228 și 237.
- [2] Culshaw, W., Kannlaud I. Zeeman and coherence effects in the He-Ne laser. In: Phys. Rev., vol. **133** No. 3A, p. A691.
- [3] Culshaw, W., Kannlaud I. Effects of transverse and axial magnetic fields on gaseous lasers. Phys. Rev. vol. **145**, No. 1, p. 257.
- [4] Tomlinson, J., Fork R. L. Frequency stabilization of a gas laser. Applied Optics, vol. 8, No. 1, January 1969, p. 821—829.
- [5] White A. D. Frequency stabilization of a gas lasers. In: IEEE Journal of Quantum Electronics, vol. **QE-4**, No. 8, November 1965, p. 349—357.
- [6] Sterian, P. E., Nanciu, G., Popescu, I. M., Podoleanu, A. Gh., Coșoveanu, N., Sofron, E. Sisteme optice de transmisie cu modulația în putere a laserilor cu gaz. În: Revista transporturilor și telecomunicațiilor Nr. 1, 1979.
- [7] Cătuneanu, V. M., Sterian P. E., Podoleanu, A. Gh., Vizireanu, S., Vizireanu, I., Posibilități de modulare și putere a laserilor cu gaz pentru transmisii de tip terminal greu — calculator. Cel de-al doilea simpozion național de tehnica microundelor, București, octombrie, 1981.

CZ 621.396.64

TRANSMISIE FSK
AMPLIFICATOR
SELECTIV

Sistem de transmisie FSK cu discontinuitate de fază controlată

I. CONSTANTIN, M. DRĂGULINESCU, M. IVANCIOVICI* — BUCUREȘTI

Într-o serie de aplicații, transmisia cu deplasare de frecvență (FSK — phase shift keying) este realizată cu trei nivele ale semnalului modulator. Informația binară în acest caz este reprezentată de un impuls pozitiv cu întoarcere la zero pentru nivelul logic „1” și de un impuls negativ cu întoarcere la zero pentru nivelul logic „0”. Avantajul acestei forme a semnalului modulator rezidă din extragerea fără dificultate a informației de sincronizare.

În ceea ce privește viteza de transmisie se admite a fi inferioară, capacității canalului

folosit, astfel încît se poate pune problema refacerii formei semnalului modulator la ieșirea din receptor în condiții optime.

Discontinuitatea de fază controlată în sistemul de transmisie cu FSK realizează corectarea formei de undă a semnalului de la ieșirea discriminatorului, apropiînd-o de forma de undă a semnalului modulator.

1. Modelul liniar al sistemului de transmisie cu FSK

Schema-bloc a sistemului de transmisie cu FSK este reprezentată în figura 1.

* Institutul politehnic-București.

Dacă semnalul modulator este $x(t)$, atunci semnalul modulat are expresia :

$$s_i(t) = S_i \cos \left[\omega_0 t + \int x(u) du \right]. \quad (1)$$

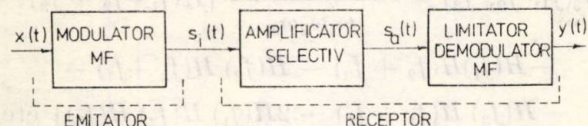


Fig. 1. Schema-bloc a sistemului de transmisie cu FSK.

Semnalul la ieșirea demodulatorului $y(t)$ se determină din relațiile :

$$y(t) = \frac{d\Phi_a(t)}{dt}, \quad s_a(t) = S_a(t) \cos[\omega_0 t + \Phi_a(t)], \quad (2)$$

în care $s_a(t)$ este semnalul la ieșirea amplificatorului selectiv.

Pentru cele ce urmează se consideră amplificatorul selectiv realizat cu un circuit acordat derivație.

Răspunsul sistemului la un semnal modulator de forma saltului treaptă :

$$x(t) = \Delta\omega \sigma(t), \quad (3)$$

care asigură continuitatea de fază la ieșirea modulatorului, conduce la formele de undă [1] reprezentate în figura 2. Se constată că pentru :

$$\alpha = \frac{\Delta\omega}{\pi B} < 1, \quad (4)$$

forma răspunsului se păstrează. În ceea ce privește condiția (4), ea reprezintă restricția ca deviația de frecvență să nu depășească jumătatea lărgimii de bandă (B), a amplificatorului selectiv la o atenuare cu 3 dB.

În cazul în care la intrarea sistemului semnalul este :

$$x(t) = \Delta\varphi \delta(t), \quad (5)$$

semnalul modulat conține un salt de fază egal cu $\Delta\varphi$. Răspunsul sistemului este reprezentat în figura 3, pentru câteva valori ale parametruului $\Delta\varphi$ [1]. Se remarcă menținerea formei semnalului răspuns, dacă se îndeplinește condiția :

$$\Delta\varphi < 1 \text{ radian}. \quad (6)$$

Aceste constatări, justifică încercarea de elaborare a unui model liniar pentru sistemul de transmisie cu FSK [1]. În acest scop se asociază schemei bloc a sistemului (fig. 1), reprezentarea din figura 4, în care se evidențiază blocurile neliniare și funcțiile pe care le realizează. Sistemul fiind neliniar cu memorie, este indicată analiza sa prin metoda seriilor Volterra [2], [3]. Se poate scrie :

$$y(t) = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n!} \int_{-\infty}^{+\infty} du_1 \dots \int_{-\infty}^{+\infty} du_n g_n(u_1, u_2, \dots, u_n) \prod_{r=1}^n x(t-u_r), \quad (7)$$

în care $g_n(u_1, u_2, \dots, u_n)$ este nucleul de ordin n al seriei. Utilizînd transformarea Fourier

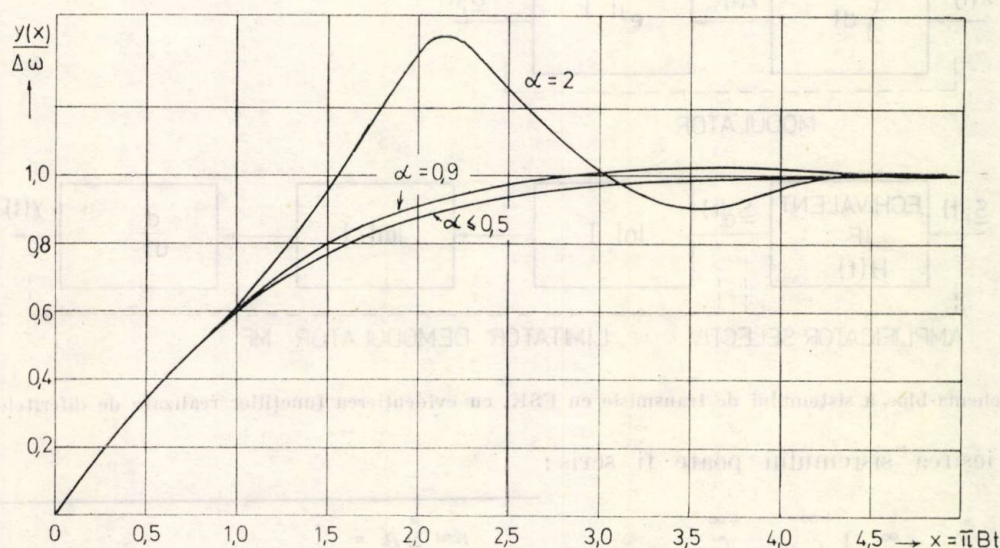


Fig. 2. Răspunsul sistemului de transmisie cu FSK la un salt de frecvență. Semnalul modulat este cu continuitate de fază și amplificatorul selectiv cu un circuit acordat derivație ($\alpha = \Delta\omega/\pi B$).

multidimensională, se definește funcția de transfer Volterra de ordin n :

$$G_n(f_1, f_2, \dots, f_n) = \int_{-\infty}^{+\infty} du_1 \dots \int_{-\infty}^{+\infty} du_n g_n(u_1, u_2, \dots, u_n) e^{-j2\pi \sum_{r=1}^n f_r u_r} \quad (8)$$

Dacă $X(f)$ este transformata Fourier a semnalului aplicat

$$x(t) \leftrightarrow X(f), \quad (9)$$

Notînd prin $H(f)$ factorul de transfer echivalent de joasă frecvență, de bandă îngustă, al amplificatorului selectiv acordat pe frecvența purtătoare, se obțin:

$$\begin{aligned} G_1(f_1) &= H(f_1); & G_2(f_1, f_2) &= 0, \\ G_3(f_1, f_2, f_3) &= \frac{\omega_1 + \omega_2 + \omega_3}{\omega_1 \omega_2 \omega_3} [H(f_1 + f_2 + f_3) - \\ &- H(f_1)H(f_2 + f_3) - H(f_2)H(f_3 + f_1) - \\ &- H(f_3)H(f_1 + f_2) + 2H(f_1)H(f_2)H(f_3)] \text{ etc.} \end{aligned} \quad (11)$$

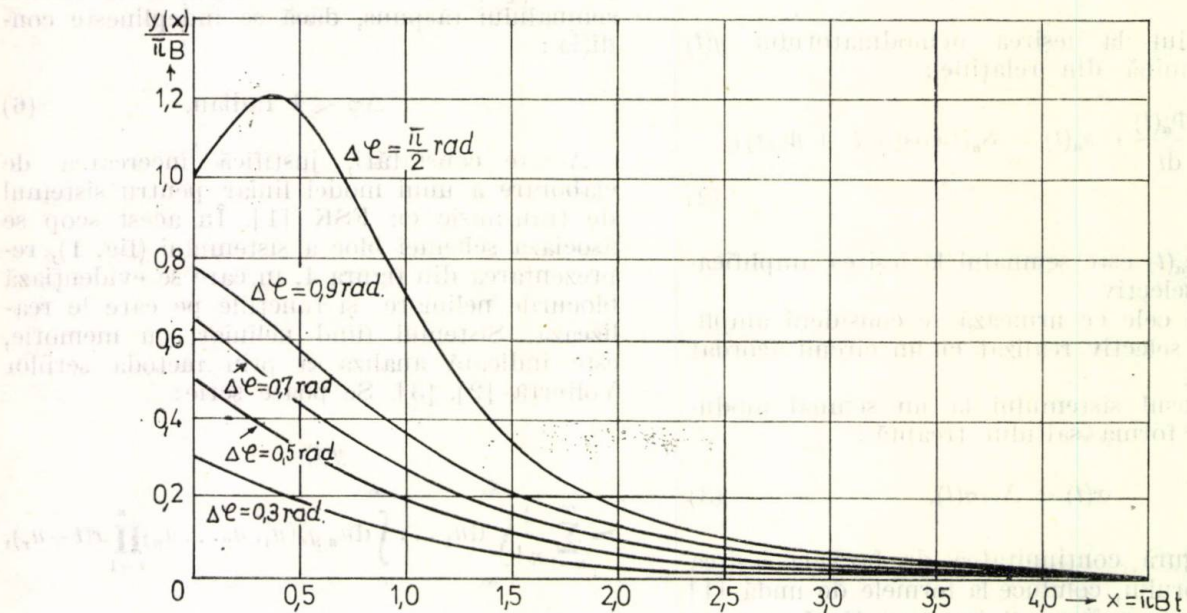


Fig. 3. Răspunsul sistemului de transmisie la un salt de fază ($\Delta\varphi$). Amplificatorul selectiv este realizat cu un circuit acordat derivație.

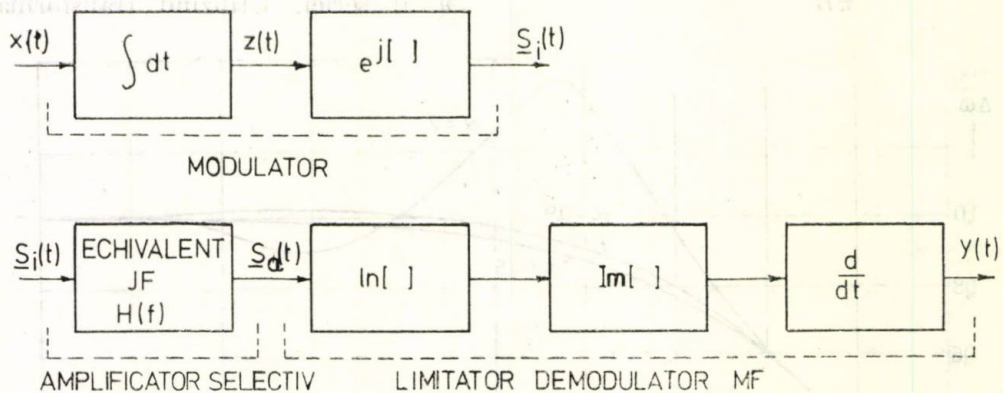


Fig. 4. Schema-bloc a sistemului de transmisie cu FSK, cu evidențierea funcțiilor realizate de diferitele etaje.

semnalul la ieșirea sistemului poate fi scris:

$$y(t) = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n!} \int_{-\infty}^{+\infty} df \dots \int_{-\infty}^{+\infty} df_n G_n(f_1, f_2, \dots, f_n) e^{j2\pi t \sum_{k=1}^n f_k} \prod_{r=1}^n X(f_r). \quad (10)$$

Termenul asociat comportării liniare a sistemului, corespunde funcției de transfer Volterra de primul ordin. Dacă sint îndeplinite restricțiile (4) și (5) contribuțiile funcțiilor de transfer de ordin superior pot fi neglijate.

2. Comportarea sistemului de transmisie FSK cu discontinuitate de fază

În condițiile valabilității modelului liniar, pentru semnalul la intrare de forma :

$$x(t) = \Delta\omega \sigma(t) + \Delta\varphi \delta(t), \quad (12)$$

se poate aplica principiul superpoziției și se poate determina fără dificultate răspunsul $y(t)$. Cu alte cuvinte se poate analiza comportarea sistemului de transmisiune FSK cu discontinuitate de fază, cu ajutorul unui model simplu.

Astfel, în cazul amplificatorului selectiv realizat cu un singur circuit acordat derivație, funcția de transfer Volterra de ordinul întâi (normată) este :

$$H(f) = \frac{1}{1 + \frac{j\omega}{\pi B}}, \quad \omega = 2\pi f, \quad (13)$$

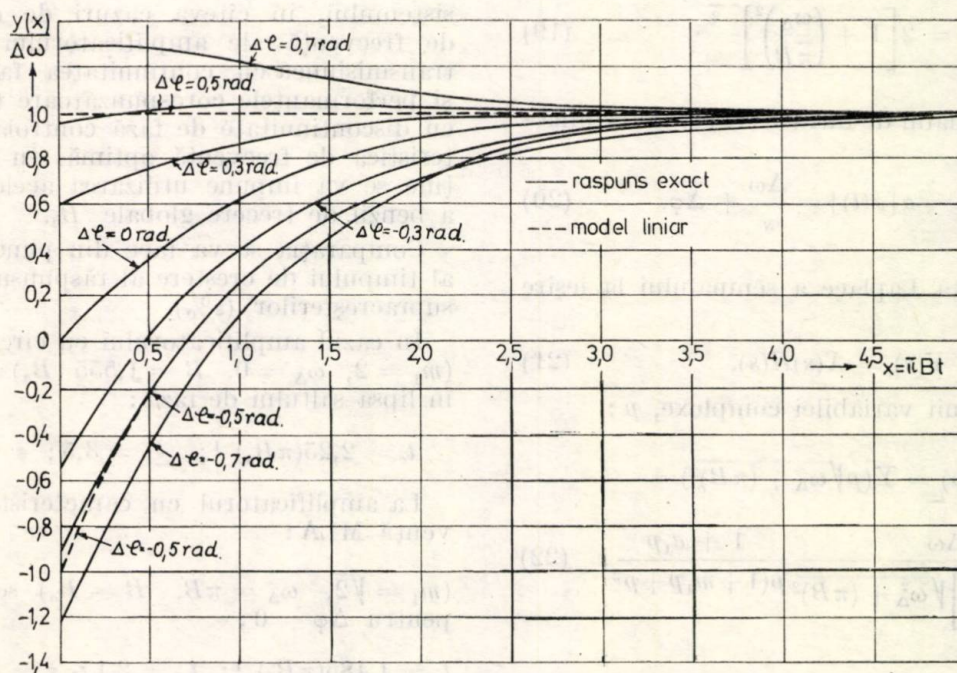


Fig. 5. Răspunsul sistemului de transmisie cu FSK la un salt de frecvență ($\alpha = \Delta\omega/\pi B = 0,5$) simultan cu un salt de fază $\Delta\varphi$. Amplificatorul selectiv este realizat cu un circuit acordat derivație. Cu linie punctată s-a reprezentat rezultatul calculului pentru modelul liniar la $\Delta\varphi = \pm 0,5$ radiani.

fiind realizabilă cu un circuit $R-C$ de integrare avînd constanta de timp $\tau = 1/\pi B$.

Răspunsul modelului liniar la semnalul (12) este :

$$y(t) = [\Delta\omega(1 - e^{-\pi Bt}) + \Delta\varphi\pi B e^{-\pi Bt}] \sigma(t). \quad (14)$$

Se constată că, îndeplinind condiția :

$$\alpha = \frac{\Delta\omega}{\pi B} = \Delta\varphi, \quad (15)$$

răspunsul sistemului este de forma saltului treaptă.

În figura 5 s-au reprezentat răspunsurile calculate exact, pentru $\alpha = 0,5$ și cîteva valori ale saltului de fază $\Delta\varphi$. Se remarcă o aproximare bună realizată de modelul liniar.

O concluzie importantă rezultată din analiza curbelor reprezentate în figura 5 este aceea că discontinuitatea de fază necontrolată poate deforma substanțial forma semnalului la ieșirea sistemului.

3. Sistem de transmisiune FSK cu discontinuitate de fază controlată

Din analiza prezentată în cazul amplificatorului cu un singur circuit derivație a rezultat că îndeplinind condiția (15) semnalul demodulat este practic identic cu semnalul care comandă deviația de frecvență.

În cele ce urmează se consideră amplificatorul selectiv realizat cu două circuite acordate

derivație. Utilizînd modelul liniar al sistemului de transmisie se va determina relația dintre deviația de frecvență și saltul de fază asociat care permite obținerea unui răspuns optim.

Funcția de transfer Volterra de primul ordin, coincide cu factorul de transfer al echi-

valentului de joasă frecvență de bandă îngustă, al amplificatorului selectiv. Se poate scrie :

$$H(s) = \frac{(\pi B)^2}{s^2 + 2\pi B s + \omega_\Delta^2 + (\pi B)^2}, \quad (16)$$

în care :

B este lărgimea benzii de trecere la o atenuare cu 3 dB pentru fiecare din circuitele acordate ;

ω_Δ — decalajul frecvențelor de acord ale circuitelor față de frecvența purtătoare ω_0 (frecvențele de acord sînt $\omega_0 \pm \omega_\Delta$).

Introducînd schimbarea de variabilă :

$$s = p\sqrt{\omega_\Delta^2 + (\pi B)^2}, \quad (17)$$

se obține :

$$H_0(p) = H(p) \sqrt{\omega_\Delta^2 + (\pi B)^2} = \frac{1}{1 + \left(\frac{\omega_\Delta}{\pi B}\right)^2} \frac{1}{p^2 + m_1 p + 1}, \quad (18)$$

în care :

$$m_1 = 2 \left[1 + \left(\frac{\omega_\Delta}{\pi B}\right)^2 \right]^{-\frac{1}{2}}. \quad (19)$$

Pentru semnalul de intrare (12) se determină :

$$X(s) = \alpha[x(t)] = \frac{\Delta\omega}{s} + \Delta\varphi. \quad (20)$$

Transformata Laplace a semnalului la ieșire $Y(s)$, este :

$$Y(s) = X(s)H(s), \quad (21)$$

sau, în termenii variabilei complexe, p :

$$Y_0(p) = Y(p\sqrt{\omega_\Delta^2 + (\pi B)^2}) = \frac{\Delta\omega}{\left[1 + \left(\frac{\omega_\Delta}{\pi B}\right)^2\right] \sqrt{\omega_\Delta^2 + (\pi B)^2}} \frac{1 + a_1 p}{p(1 + m_1 p + p^2)}, \quad (22)$$

unde :

$$a_1 = -\frac{\Delta\varphi}{\Delta\omega/\pi B} \sqrt{1 + \left(\frac{\omega_\Delta}{\pi B}\right)^2}. \quad (23)$$

Forma semnalului la ieșire este dictată de originalul $y_n(\underline{t})$:

$$y_n(t) = \alpha^{-1} \left[\frac{1 + a_1 p}{p(1 + m_1 p + p^2)} \right]. \quad (24)$$

Avînd în vedere schimbarea de variabilă (17) legăturile dintre frecvența reală $\omega(s = j\omega)$, timpul real t și frecvența normată $\Omega(p = j\Omega)$, respectiv timpul normat $\underline{t}$ sînt :

$$\underline{t} = \pi B \sqrt{1 + \left(\frac{\omega_\Delta}{\pi B}\right)^2} t, \quad (25)$$

$$\omega = \pi B \sqrt{1 + \left(\frac{\omega_\Delta}{\pi B}\right)^2} \Omega.$$

Din condiția :

$$\left| \frac{1}{1 + m_1 p + p^2} \right|_{p=j\Omega} = \frac{1}{\sqrt{2}}, \quad (26)$$

se determină lărgimea benzii de trecere la o atenuare cu 3 dB a întregului amplificator.

$$B_a = \left\{ \frac{2 - m_1^2 + \sqrt{(2 - m_1^2)^2 + 4}}{2} \left[1 + \left(\frac{\omega_\Delta}{\pi B}\right)^2 \right] \right\}^{1/2} B. \quad (27)$$

Se vor analiza în continuare performanțele realizabile din punct de vedere al răspunsului sistemului, în cîteva cazuri de caracteristici de frecvență ale amplificatorului selectiv la transmisiunea cu continuitatea fazei, precum și performanțele corespunzătoare transmisiunii cu discontinuitate de fază controlată la caracteristica de frecvență optimă. În toate situațiile se va impune utilizarea aceleiași lărgimi a benzii de trecere globale B_a .

Comparația se va face din punct de vedere al timpului de creștere al răspunsului (t_c) și al supracreșterilor ($\varepsilon\%$).

În cazul amplificatorului cu circuite identice ($m_1 = 2$, $\omega_\Delta = 0$, $B = 1,555 B_a$) se găsește, în lipsa saltului de fază :

$$t_c = 2,25(\pi B_a)^{-1}; \quad \underline{t}_c = 3,5; \quad \varepsilon = 0\%. \quad (28)$$

La amplificatorul cu caracteristică de frecvență MLA :

($m_1 = \sqrt{2}$, $\omega_\Delta = \pi B$, $B = B_a$) se determină pentru $\Delta\varphi = 0$;

$$t_c = 1,485(\pi B_a)^{-1}; \quad \underline{t}_c = 2,1; \quad \varepsilon = 4,5\%. \quad (29)$$

La sistemul cu discontinuitate de fază, în expresia (24) coeficientul a_1 este diferit de zero. Admițînd o supracreștere de 5%, parametrii a_1 și m_1 optimi [4] conduc la :

$$\omega_\Delta = 2,356 B; \quad \Delta\varphi = 0,695 \frac{\Delta\omega}{\pi B_a}; \quad B = 1,15 B_a, \quad (30)$$

caz în care :

$$t_c = 1,04(\pi B_a)^{-1}; \quad \underline{t}_c = 1,5; \quad \varepsilon = 5\%. \quad (31)$$

Superioritatea sistemului de transmisie cu discontinuitate de fază controlată este evidentă.

În scopul verificării practice a funcționării sistemului de transmisie cu discontinuitate de fază controlată, a fost construit un generator modulat în frecvență care la comanda saltului pozitiv al frecvenței asociază și un salt de fază $\Delta\varphi$, iar la comanda de revenire la frecvența purtătoare, un salt de fază $-\Delta\varphi$. Valoarea saltului de fază poate fi controlată printr-un potențiometru.

În cazul amplificatorului realizat cu un circuit acordat derivație și a unui demodulator cu buclă cu fază blocată (PLL) s-au obținut oscilogramme în lipsa saltului de fază și în prezența saltului de fază optim. Se constată că în prezența saltului de fază timpul de creștere al răspunsului este mult mai mic decât cel din transmisia cu continuitate de fază. Forma de undă obținută experimental, în condițiile discontinuității de fază, nu coincide cu impulsul dreptunghiular ideal, datorită limitării de frecvență introdusă de filtrul trece jos al buclei PLL.

4. Concluzii

Modelul liniar al sistemului de transmisie cu FSK își găsește o bună utilizare în cazul transmiterii radio a mesajelor. În această situa-

ție, la receptor se respectă condiția ca lărgimea de bandă a amplificatorului selectiv să depășească dublul deviației de frecvență. În funcție de numărul de circuite acordate al amplificatorului selectiv se poate determina caracteristica de frecvență optimă indicată a fi realizată, precum și deviația de fază optimă asociată. La o aceeași lărgime de bandă a amplificatorului selectiv, sistemul de transmisie FSK cu discontinuitate de fază controlată, asigură o formă de semnal superioară la ieșirea din receptor față de cazul în care semnalul modulat are faza continuă. În acest sens rezultatele prezentate în lucrare pentru amplificator selectiv cu unul sau două circuite acordate sînt edificatoare.

Bibliografie

- [1] Constantin, I., Dragulinescu, M., Ivanciovici, M. Linear FSK transmission model. În : Rev. Roum. Sci. Techn. — Electrotechn. et Energ, 1980, t. 25, nr. 3.
- [2] Mircea, A. Harmonic distortion and intermodulation noise, in linear F. M. transmission systems. În : Rev. Roum. Sci. Techn. Electrotech. et Energ, 1967, t. 12, nr. 3, p. 359—371
- [3] Bedrosian, E., Rice, S. O. The output properties of Volterra systems driven by harmonic and gaussian inputs. În : Proc. IEEE, vol. 59, nr. 12, December 1971, p. 1688—1707.
- [4] Cartianu, Gh., Constantin, I. Sinteza în domeniul frecvență, Ed. Academiei RSR, București, 1974.

CZ 621.3.018

COMANDA NUMERICĂ
MICROPROCESOARE

Sistem de comandă numerică de tip CNC pentru mașini-unelte în trei coordonate—SPL 400

DAN CIGMĂIAN, SERGIU NEDESVCHI, AUGUSTIN TEREĆ,
ION COROIU, VIRGIL BUDUROIU* — CLUJ-NAPOCA

Introducere

În această lucrare se prezintă un sistem de comandă numerică de tip C.N.C. realizat la I.T.C. Filiala Cluj-Napoca.

Sistemul permite poziționarea și prelucrarea liniară, fiind programabil prin puncte pe trei axe. Programarea sistemului poate fi efectuată local prin intermediul unei tastaturi sau din exterior printr-o interfață serie compatibilă cu RS-232-V.24.

Fiind conceput pentru programarea directă la mașină de către muncitor s-au făcut abateri de la unele detalii ale normei de programare, adoptându-se un limbaj simplificat mai intuitiv, similar celui folosit de firma Heidenhein în produsul TNC-125 [1].

Este destinat să comande o gamă largă de mașini-unelte cu următoarele variante de acțiune:

- un motor central cu un variator și trei cuplaje de axă, acționate electric;
- trei motoare având fie un variator comun care se comută pe motoarele de axă, fie câte un variator pentru fiecare motor.

Sistemul are la bază un microcalculator realizat cu microprocesorul I-8080. S-a urmărit folosirea la maximum a posibilităților acestui microcalculator în scopul reducerii hardului, obținerii unei flexibilități funcționale, măririi fiabilității.

1. Caracteristicile sistemului

— Afișaj continuu al valorilor efective pentru axele X , Y , Z .

— Un afișaj alfanumeric pentru afișarea simultană a numărului și a conținutului frazei curente, precum și a mesajelor de eroare.

— Memorie pentru 400 de fraze cu baterie tampon.

— Memorarea automată a valorilor de referință a piesei, cu posibilitate de regăsire a acesteia poziții.

— Corecție de sculă pentru 15 scule.

— Posibilitatea de programare a avansului în 1 000 de trepte și avans rapid programabil. Beneficiarul poate alege între avans de lucru și avans rapid programat, respectiv selectarea avansului de lucru printr-un potențiomtru

exterior și comanda avans rapid printr-un buton de la panoul mașinii.

— Posibilitatea folosirii subprogramelor și a repetărilor de secvență de program. Este posibilă definirea într-un program până la 99 de subprograme. Se permite definirea de subprograme în subprograme până la trei nivele.

— Tastatura specializată cu trei cîmpuri funcționale:

- Butoanele regimului de funcționare.
- Butoanele pentru valori numerice și definirea celor trei axe.
- Butoanele de programare și editare.
- Funcționarea în unu sau patru cadrane.
- Folosește traductor de poziție liniar incremental cu o precizie de 5 microni.
- Rezoluția de intrare este de 5 microni
- Rezoluția de ieșire este de 5 microni

2. Structura sistemului

Pentru realizarea acestui sistem s-a ales o soluție bazată pe un microsistem de calcul implementat cu microprocesorul I-8080.

Schema-bloc a sistemului este prezentată în figura 1.

Se disting următoarele blocuri funcționale:

- microsistemul de calcul: unitatea centrală; memorie RAM; memorie ROM;
- blocul de legătură cu operatorul: tastatură specializată; afișaj specializat;
- blocul de legătură cu mașina-unelte: unitatea de urmărire a poziției pe cele trei axe X , Y , Z ; convertor D/A ; interfața releele de intrare; interfața releele de ieșire;
- blocul de legătură cu alte sisteme — interfața serie RS 232 V24.

S-a urmărit obținerea unui hard minim prin rezolvarea soft a cât mai multor probleme.

Microsistemul de calcul supraveghează întregul sistem și comandă executarea tuturor acțiunilor pe baza programului introdus de operator prin intermediul tastaturii sau al interfeței serie RS 232—V24.

Frecvența tactului de procesoreste de 2 MHz, permițind lucrul la viteza maximă a microprocesorului.

Memoria RAM, este destinată memorării programelor de prelucrare pe mașina-unelte, a corecțiilor de sculă, a datelor intermediare obținute în urma calculelor, a informațiilor destinate afișării, precum și a cotelor de refe-

* Centrul de cercetare pentru tehnică de calcul — filiala Cluj-Napoca.

rință. Are o capacitate de 4 kocteți permițând memorarea a pînă la 400 fraze program. S-a folosit o memorie RAM-statică CMOS de 1 kbit pe capsulă care are un consum redus și

unitatea de urmărire a poziției sau de interfața releelor de intrare.

Sistemul conceput are în componența sa un bloc ce realizează legătura cu operatorul.

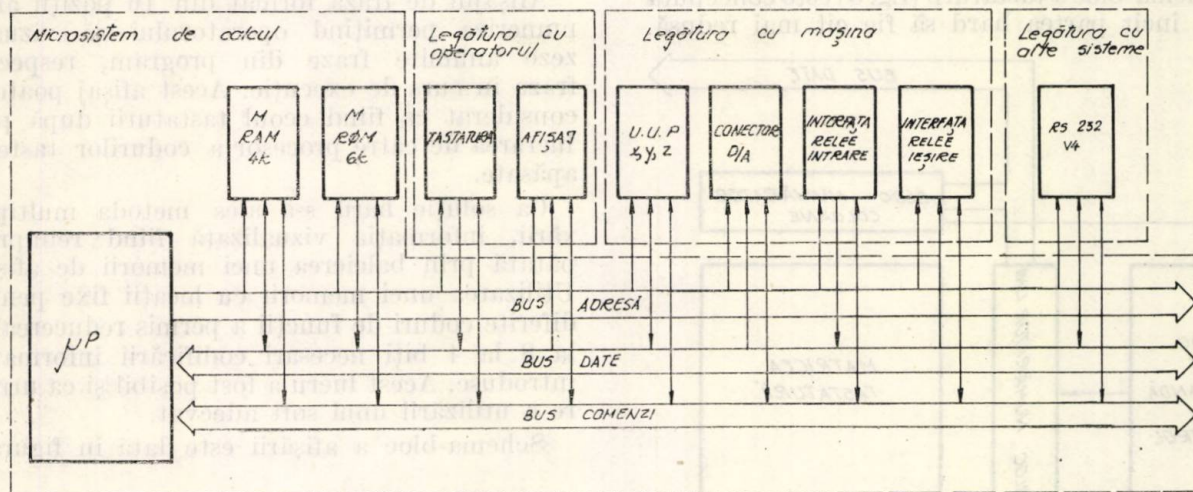


Fig. 1. Schema-bloc a sistemului.

poate funcționa și în regimul de stand-by. Pentru a permite salvarea informațiilor la dispariția accidentală a tensiunii, precum și la sfârșitul unei zile de lucru memoria trece în regimul stand-by, fiind alimentată de o baterie.

Memoria ROM are o capacitate de 6 kocteți

Interfațarea sistemului cu operatorul este realizată de către o tastatură specializată și un bloc de afișare specializat.

Tastatura este considerată ca un periferic de intrare ce permite introducerea de programe editarea și corectarea lor.

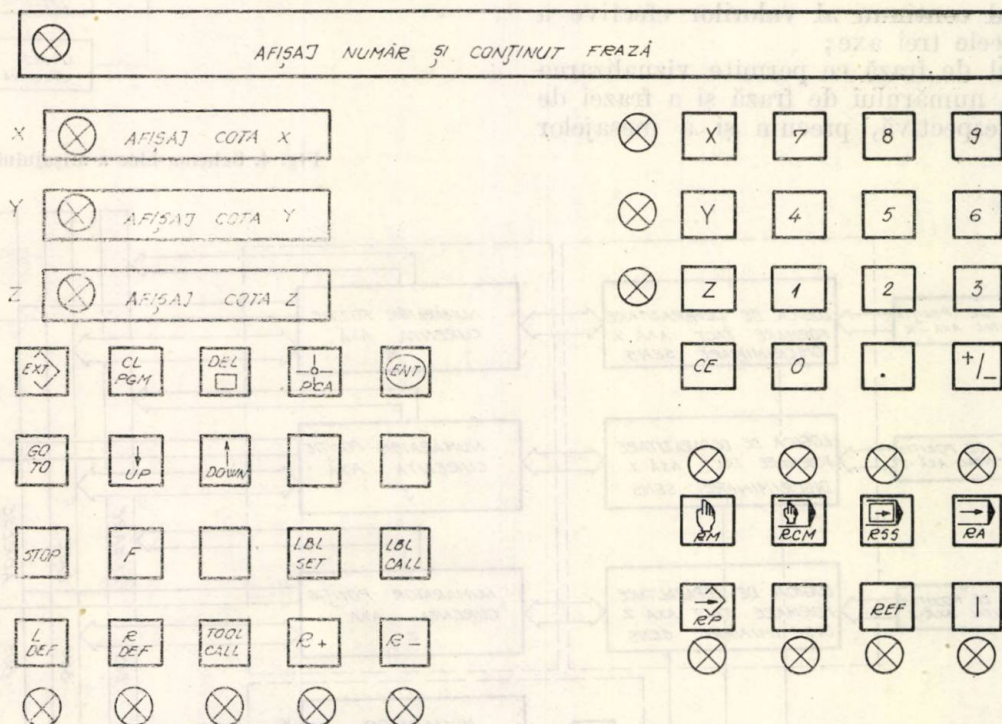


Fig. 2. Interfața sistemului cu operatorul.

și este destinată memorării softului de bază.

Microsistemul de calcul este prevăzut cu un sistem de întreruperi care poate fi activat de

În funcție de rolul lor tastele au fost împărțite în trei grupe:

— grupul tastelor de regim;

- grupul tastelor de programare și editare;
- grupul tastelor numerice.

Semnificația fiecărei taste este dată în anexa 1.

Schema-bloc a tastaturii (fig. 3) este concepută astfel încât partea hard să fie cât mai redusă.

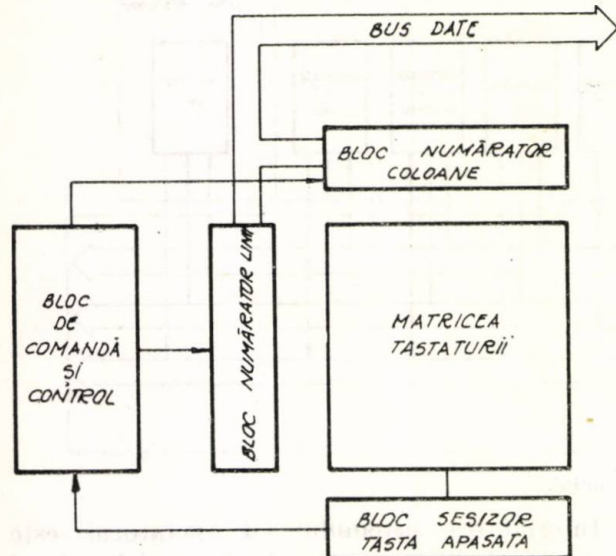


Fig. 3. Schema-bloc a tastaturii.

Blocul de afișare este un periferic de intrare-ieșire, ce permite vizualizarea stării sistemului. Acest bloc este conceput din două părți componente:

- afișajul continuu al valorilor efective a poziției pe cele trei axe;
- afișajul de frază ce permite vizualizarea simultană a numărului de frază și a frazei de la adresa respectivă, precum și a mesajelor de eroare.

Afișajul valorilor efective poate fi citit sau înscris de către procesor. Acest lucru permite reluarea lucrului la căderea accidentală a tensiunii.

Afișajul de frază format din 16 poziții alfa-numerice permițând operatorului să vizualizeze anumite fraze din program, respectiv fraza în curs de execuție. Acest afișaj poate fi considerat ca fiind ecoul tastaturii după prelucrarea de către procesor a codurilor tastelor apăsate.

Ca soluție hard s-a ales metoda multiple-xării, informația vizualizată fiind reîmprospătată prin baleierea unei memorii de afișaj. Utilizarea unei memorii cu locații fixe pentru diferite coduri de funcții a permis reducerea de la 8 la 4 biți necesari codificării informației introduse. Acest lucru a fost posibil și ca urmare a utilizării unui soft adecvat.

Schema-bloc a afișării este dată în figura 4

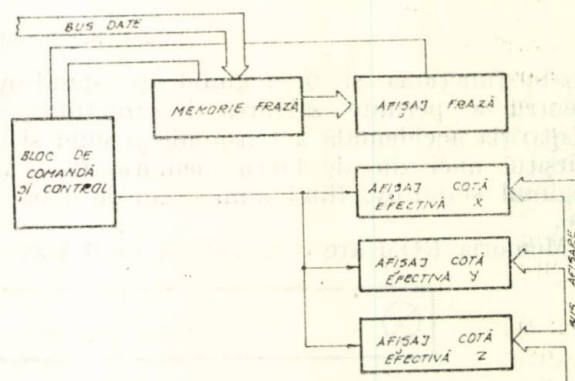


Fig. 4. Schema-bloc a afișajului.

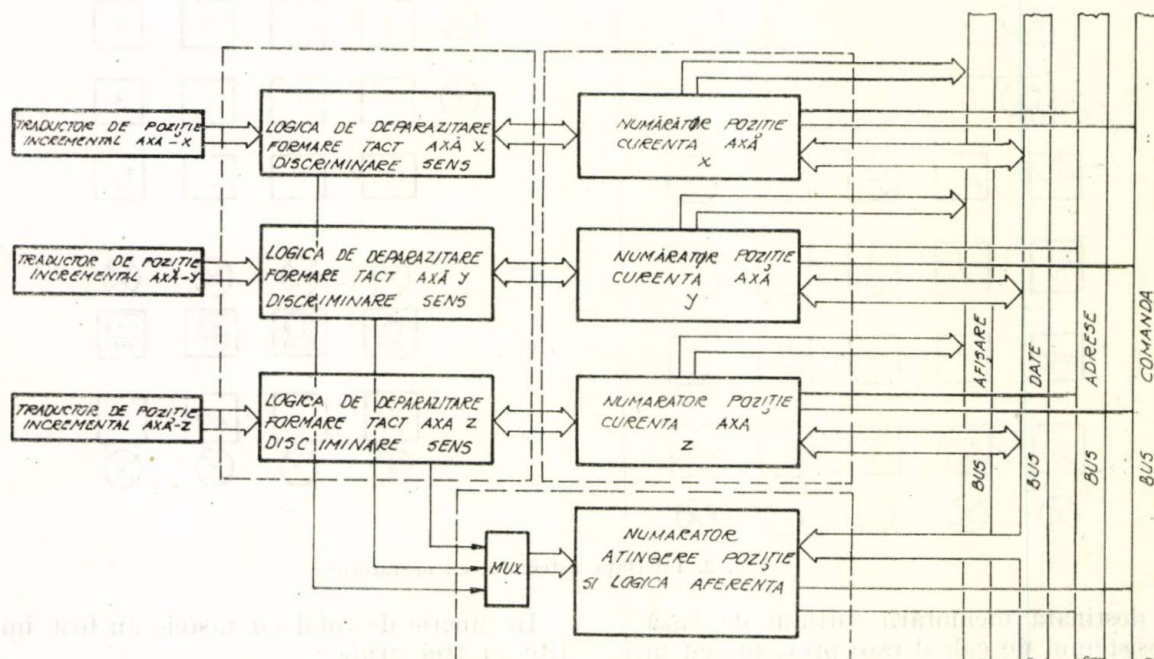


Fig. 5. Schema-bloc a unității de urmărire a poziției.

Unitatea de urmărire a poziției pe cele trei axe permite măsurarea și afișarea numerică a cotelor, detectarea unor cote impuse, inițializarea automată sau programată a sistemului de măsurare. Schema-bloc a unității de urmărire a poziției este prezentată în figura 5 cuprinzând următoarele ansambluri:

a — interfețele cu traductoarele liniare de tip incremental, formate din logica de deparazitare și formare a tactului, discriminatorul sensului de deplasare;

b — numărătoare de poziție curentă corespunzând axelor X , Y , Z ;

c — numărătorul de detectare a cotei impuse.

Traductorul liniar generează două semnale defazate cu 90° și un impuls de referință al riglei.

Semnalele parazite sunt eliminate generându-se semnalul de tact — pentru numărătorul de poziție făcându-se și discriminarea sensului de deplasare.

Există trei traductoare liniare de poziție corespunzător celor trei axe. Numărătoarele de poziție curentă sunt numărătoare zecimale reversibile corespunzând celor trei axe X , Y , Z și au rolul de a urmări cota curentă a fiecărei axe în coordonate relative la reperul de referință al-riglei sau la cel al piesei. Fiecare numărător are 7 ordine zecimale de numărare plus semn.

La începerea lucrului la freză, în regimul de fixare a referinței se face o trecere peste axe și în ipoteza că nu sîntem în cazul unei reluări după o cădere accidentală a tensiunii, la atingerea reperelor de referință ale riglelor se generează impulsuri care vor șterge numărătoarele pozițiilor curente.

Deoarece sistemul lucrează în coordonate relative la un reper fixat al piesei la atingerea acestuia cota indicată de numărătoarele pozi-

anterior și care exprimă poziția referinței piesei față de referința mașinii pentru obținerea punctului de referință al piesei prin regăsirea punctului de referință a mașinii.

Numărătorul de atingere a poziției este comun pentru cele trei axe. El este înscris cu o valoare după care se permite să numere pe tactul de deplasare. Inscrierea lui are loc între doi tacti. Valoarea înscrisă în el reprezintă distanța programată de deplasare pe axa pe care se face în momentul respectiv deplasarea. În momentul în care numărătorul ajunge la zero se face o întrerupere. În intervalul pînă la următorul tact trebuie rezolvată întreruperea și trebuie reîncărcat numărătorul cu următoarea deplasare. În același timp se poate acționa asupra valorii avansului de deplasare obținându-se astfel palier de frinare sau accelerare a motorului. Din cauza construcției mașinii-unelte care nu permite deplasări simultane pe mai multe axe este suficientă existența unui singur numărător de atingere a poziției.

Unitatea de conversie D/A , transformă un cod de 10 biți într-o tensiune în limitele $-10\text{ V} \div +10\text{ V}$ cu o rezoluție de 10 mV , ieșirea unității de conversie comandă regulatorul de turație al motorului mașinii-unelte.

Schema-bloc a unității de conversie conține un registru de intrare de 12 biți, un convertor D/A , un buffer de ieșire și o logică de decizie (fig. 6).

Valoarea tensiunii de ieșire este condiționată de codul de 10 biți care constituie intrarea în convertorul D/A , poziția potențiometrului de programare a vitezei, aflat la consola mașinii-unelte și de cei mai puțini semnificativi 2 biți din registrul de intrare prin care se comandă semnul $+$ sau $-$ al tensiunii de ieșire.

Încărcarea registrului de intrare se face sub comanda microprocesorului prin două instruc-

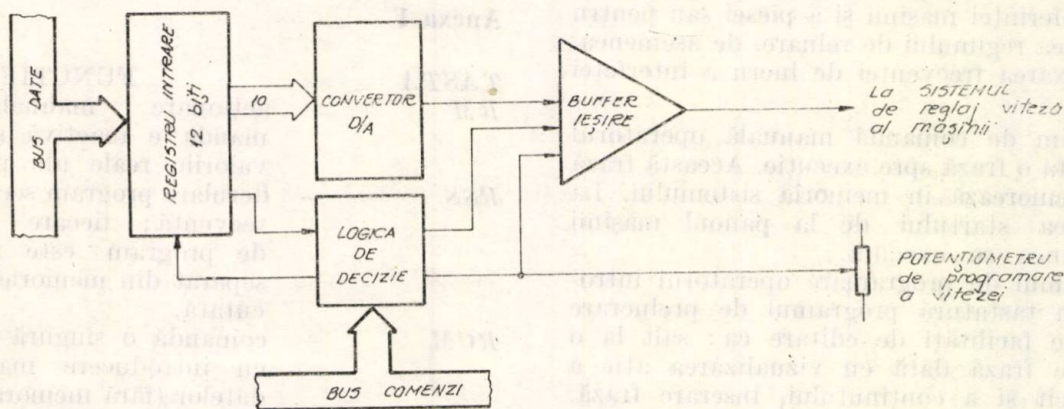


Fig. 6. Schema-bloc a unității de conversie D/A .

ției curente se memorează pentru a servi în cazul unei reluări și după aceea se inițializează numărătoarele la valoarea 0.

În cazul unei porniri după căderea accidentală a tensiunii se folosesc valorile memorate

țiuni de OUT succesive. În prima instrucțiune se transferă 8 biți, cei mai semnificativi, iar în a doua următorii 4 biți. Conversia D/A începe la prima modificare a conținutului registrului de intrare, așa încît valoarea grosieră a tensi-

unii de ieșire se obține după prima instrucțiune OUT, iar valoarea finală după cea de-a doua instrucțiune OUT.

Potențiometrul de programare a vitezei forțează valoarea sa, prin intermediul cicutelor din logica de decizie, dacă valoarea tensiunii fixate de el este mai mică decât valoarea tensiunii date de convertorul D/A .

Prin intermediul interfețelor releelor de intrare, respectiv ieșire, sistemul comunică cu panoul de comandă al mașinii-unelte.

Blocul de legătură cu alte sisteme cuprinde o interfață serie RS 232 V24 care permite memorarea programelor de prelucrare pe diferite suporturi externe, respectiv citirea și introducerea în memoria sistemului a unor programe de prelucrare aflate pe suporturi externe.

3. Funcționarea sistemului

Sistemul este comandat prin intermediul tastaturii de către operator, blocul de afișare permițând vizualizarea comenzilor date în mod ecou, după ce, în prealabil, acestea au fost preluate și analizate de sistem.

În funcție de tasta de regim apăsată sistemul poate lucra în regim manual, regim de comandă manuală, regim de programare, regim secvență cu secvență și regim automat.

Funcțiile tastelor, precum și formatul frazelor-program sînt prezentate în anexa 1, respectiv anexa 2.

În regimul manual nu se poate acționa mașina-unealtă prin intermediul sistemului, dar funcționează unitatea de urmărire a poziției pe axele X , Y , Z .

În acest regim operatorul poate acționa manual mașina-unealtă. Regimul se folosește pentru fixarea referinței mașinii și a piesei sau pentru inițializarea regimului de reluare, de asemenea, pentru fixarea frecvenței de lucru a interfeței serie.

În regim de comandă manuală operatorul poate tasta o frază spre execuție. Această frază nu se memorează în memoria sistemului. La declanșarea startului de la panoul mașinii instrucțiunea se execută.

În regimul de programare operatorul introduce prin tastatură programul de prelucrare dorit. Are facilități de editare ca: salt la o adresă de frază dată cu vizualizarea atît a adresei, cît și a conținutului, inserare frază, eliminare frază, parcurgerea memoriei de programe prin incrementarea sau decrementarea adresei de frază cu vizualizare. Există posibilitatea renunțării la fraza în curs de tastat în cazul unei greșeli de tastare.

Se pot folosi fraze de poziționare, de avans, de definire rază-sculă sau lungime-sculă, che-

mare-sculă, memorarea reperului de subrutină, chemare-subrutină și stop.

În regimul secvență cu secvență la acționarea butonului de start se execută o singură frază, cea a cărei adresă și al cărei conținut este afișat în afișajul de frază.

Și în acest regim este posibilă efectuarea saltului la o adresă dată.

În regimul automat la acționarea butonului de start programul se derulează pînă la înlăturarea instrucțiunii de stop sau a acționării butonului STOP de pe panoul mașinii unelte de către operator.

Manevrarea incorectă a tastelor, detectarea unei erori în program sau funcționarea incorectă a mașinii-unelte este sesizată de sistem și comunicată prin mesajul de eroare.

Pentru realizarea funcțiilor prezentate există următoarele componente soft:

- un program de preluare și interpretare a comenzilor tastate;
- un program editor;
- un program asamblor;
- un procesor de prelucrare a textului obiect;
- subrutine pentru efectuarea unor funcții specifice.

4. Concluzii

Sistemul de comandă numerică CNC — SPL — 400, realizat la I.T.C. Cluj-Napoca, permite ridicarea gradului de automatizare a mașinilor-unelte, și îmbunătățirea performanțelor acestora.

Sistemul poate fi servit independent de către un muncitor fără cunoștințe speciale de programare, are un volum și un preț de cost reduse, oferind în același timp fiabilitate sporită.

Anexa 1

TASTA	—	FUNCȚIE
RM	—	acționare manuală; comanda e inactivă și indică valorile reale ale poziției.
RSS	—	derulare program secvență cu secvență; fiecare secvență de program este chemată separat din memorie și executată.
RCM	—	comandă o singură secvență cu introducere manuală a datelor (fără memorarea frazei); secvențele programului se introduc câte una și se execută imediat.
RA	—	derularea automată program; programul memorat se derulează cu un singur start pînă la un stop programat. Sec-

vențele programului sînt chemate una după alta și sînt executate.

RP — programare, editare și modificare de programe.

REF — evaluarea reperelor de referință. După o cădere accidentală a tensiunii printr-o simplă trecere peste reperul de referință se reproduce ultimul punct de referință ales.

I — dimensiuni incrementale. Dacă tasta e decuplată se lucrează cu dimensiuni absolute.

X, Y, Z — alegerea axei

0...9 — tastatura celor zece cifre.

. — punctul zecimal

+/- — schimbarea semnului.

CE — ștergerea valorilor introduse pe afișaj respectiv ștergerea afișărilor de greșeli.

EXT — introducerea externă a datelor respectiv redarea

CLPGM — ștergere program.

DEL — ștergerea unei secvențe

PAC — preluarea unei valori reale din afișaj ca valoare de introducere în program.

ENT — preluarea introducărilor din afișaj.

GOTO — trimitere la secvența...

UP — salt la fraza următoare.

DOWN — salt la fraza anterioară.

STOP — stop programat.

F — introducerea avansului, împreună cu tastarea cifrelor.

LBL SET — punerea unui reper de program (pentru un subprogram sau o repetare a unei părți de program).

LBL CALL — chemarea unui reper de program (salt la un reper de program).

LDEF — definirea lungimii sculei.

RDEF — definirea razei sculei.

TOOL CALL — chemare sculă.

R+ — corecția distanței cu adăugarea razei sculei.

R- — corecția distanței cu scăderea razei sculei.

Anexa 2

Secvențe standard

1. *Secvența de poziționare* este o secvență prin care mașina-unealtă execută o deplasare programată. Pentru aceasta este necesar să se specifice următoarele:

— modul de introducere a cotelor, în lanț sau absolut (**I** sau **A**);

— axa pe care se dorește poziționarea **X**, **Y**, sau **Z**;

— valoarea nominală a poziției cu semn; — alegerea corecțiilor de rază (**RO**, **R+**, **R-**);

— modul în care va fi efectuată poziționarea cu avans programabil sau rapid;

— memorarea secvenței se face la apăsarea tastei **ENT**.

O astfel de secvență va avea forma:

R A X + 1 2 3 4, 5 6 5 A0

I Y - R+

Z R-

2. Secvența de definire a avansului

Se introduce valoarea avansului în % din avansul maxim.

Memorarea secvenței are loc prin apăsarea tastei **F**.

F 1 ÷ 1 000

Definirea unei scule se face prin intermediul a două secvențe. Memorarea acestor secvențe se face la apăsarea tastei **ENT**.

3. *Secvențele de definire a razei sculei* sub forma:

RDEF 1 ÷ 15 1 234,565

4. *Secvența de definire a lungimii sculei* sub formă similară:

LDEF 1 ÷ 15 1 234,565

5. *Secvența de chemare a sculei* necesită axa pentru corecția de lungime **X**, **Y**, **Z**, precum și numărul sculei. Forma ei este:

TOOL CALL 0 ÷ 15 X/Y/Z.

Memorarea secvenței se face pe tasta **ENT**.

6. Pentru definirea ge subprograme sînt necesare secvențe de tipul:

0 ÷ 99 LBL SET

Secvența **0 LBL SET** specifică terminarea unui subprogram.

7. *Chemarea unui subprogram sau repetarea unei secvențe de program:*

XX, YY LBLCALL

unde:

XX, 1 XX 99 reprezintă reperul subprogramului sau al secvenței de program.

YY, 1 YY 99 numărul repetărilor secvenței de program.

Pentru **YY = 0** are loc chemarea subprogramului.

8. *Secvența STOP* permite efectuarea unei opriri programate.

Bibliografie

- [1] *** Curs de programare Heidenhain — TNC 125. Hahn și Kolb, 1981.
- [2] *** Systeme de mesure lineaire incremental etanche LIDA 55.10. DR. Johannes Heidenhain GmbH, 1969.
- [3] *** Numerische Positionsanzeige Heidenhain 5041 DR. Johannes Heidenhain GmbH, 1977.

Controlul nedistructiv

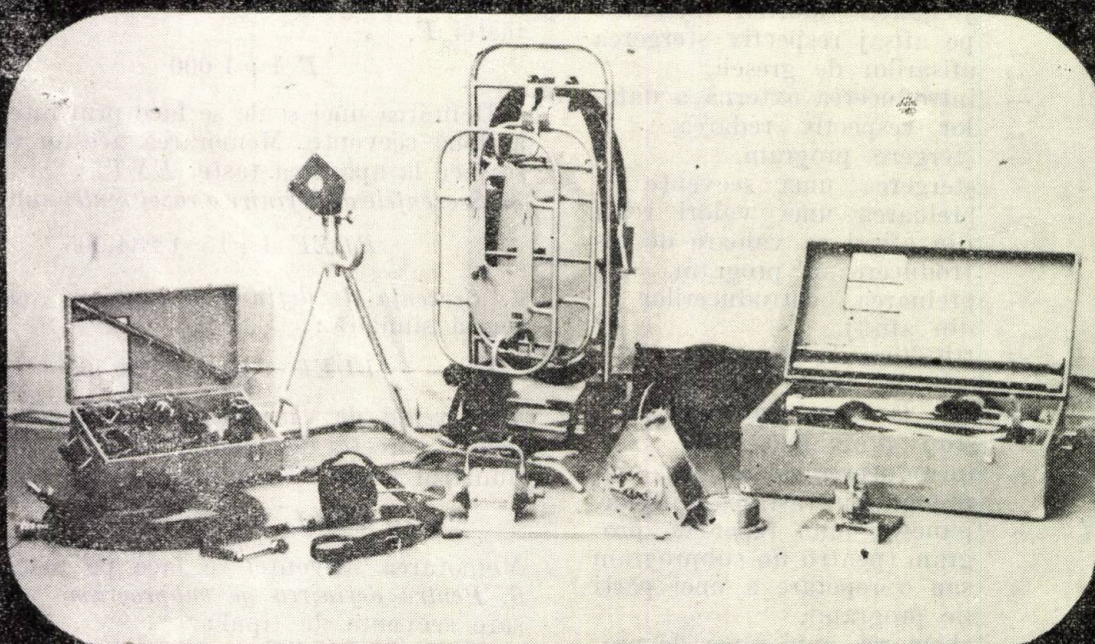
este o garanție a fiabilității muncii dv.!

Cea mai bună alegere a dv. este controlerul universal de defecte cu raze gamma și tub flexibil

GAMMARID — 192

Acest aparat este destinat controlului radiografic nedistructiv al calității elementelor și lucrărilor următoare:

- pieselor culee de turnătorie, ambutisate, mulate, de forjă, sudate etc.;
- sudurilor de oleo- și gazoducte;
- lucrărilor de acces dificil în construcții navale, aeronautice și din alte ramuri industriale;
- structuri de construcții.



Unitățile de gammagrafie de tipul GAMMARID — 192 se disting prin următoarele calități:

- posibilitatea radiografierii diverselor materiale într-o gamă largă de grosimi;
- radiografie comodă prin excelență datorită unei vaste game de accesorii;
- folosirea ca surse de raze gamma

a diferitor izotopi (tuluiu—170, cesiu—137, iridiu—192) fără necesitatea reajustării lor;

- securitatea radiologică în conformitate cu normele A.I.E.A.;
- dimensiuni și mase mici, construcție simplă, fiabilitate.

Caracteristici tehnice principale:

Tipul	GAMMARID 192/4	GAMMARID 192/120
Grosimea materialelor de radiografiat, mm:		
oțel	1—40	1—80
metale și aliaje ușoare	1—200	1—250
Activitatea sursei utilizate		
Iridiu — 192, Bq(Ci)	14,8 ¹⁰ (4)	4,4 · 10 ¹² (120)
Debitul maxim al dozei de expunere a razelor gamma, A kg (mR/h):		

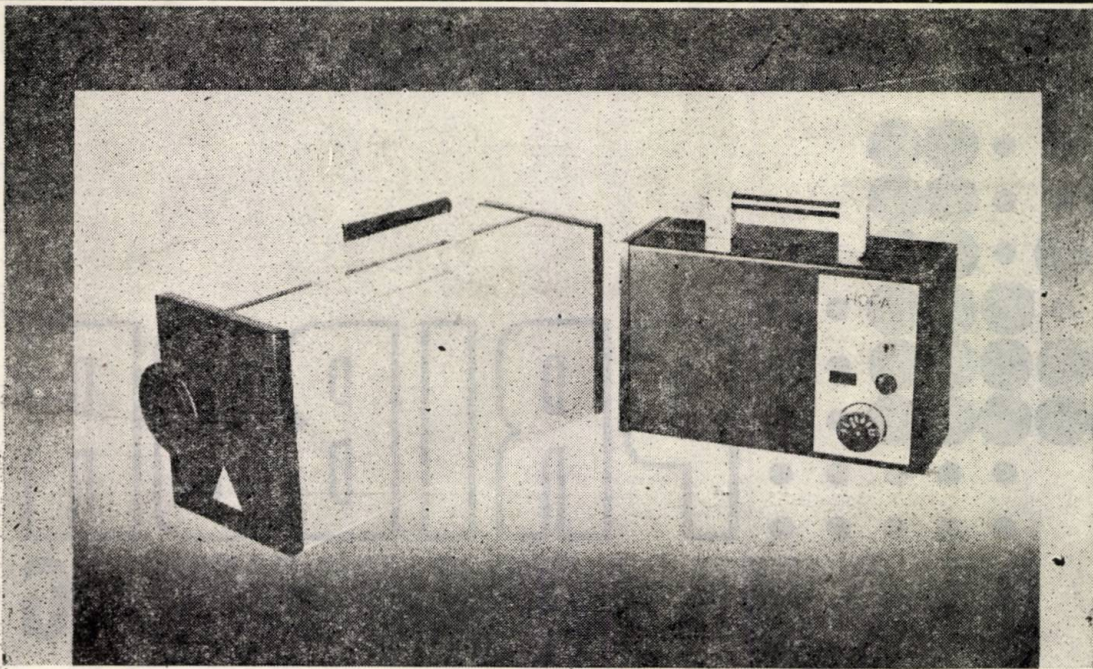
	GAMMARID 192/4	GAMMARID 192/120
la distanța de 50 mm de la suprafața capului de raze	3,59 · 10 ⁻⁹ (50)	3,59 · 10 ⁻⁹ (50)
la distanța de 1 m de la suprafața capului de raze	14,34 · 10 ⁻¹¹ (2,0)	14,34 · 10 ⁻¹¹ (2,0)
Dimensiunile capului de raze, mm	240 × 170 × 110	240 × 170 × 110
Masa capului de raze, kg.	7	16

Exportator:



Techsnabexport
USSR MOSCOW

32/34 Bd. Smolenskaya—Sennaya; 121200
Moscow, U.R.S.S.; Telefon: 244.32.85;
Telex: 411328 TSE SU

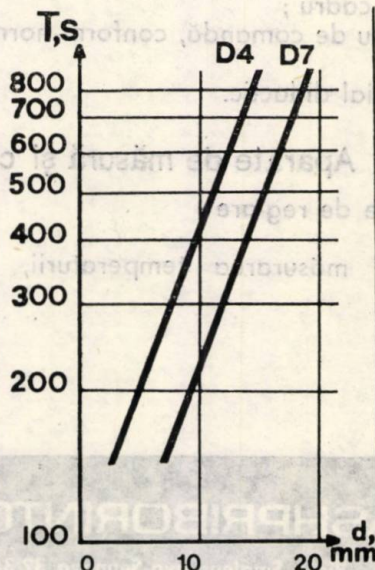


NORA

este unul din aparatele cu raze X din cele mai compacte pentru controlul nedistructiv al materialelor în laboratoare și ateliere, în condiții dure de șantier și în locurile dificile de acces:

- oleo- și gazoducte ;
- cazane de înaltă presiune ;
- carcase navale ;
- piloane pentru linii de transport energie electrică ;
- schimbătoare de căldură la centralele nucleare.

Dar câmpul de aplicare a noului aparat cu raze X nu se limitează la exemplele citate. Dumneavoastră îi puteți găsi alte întrebuințări după ce veți studia posibilitățile și avantajele sale.



Curbele de grosime a oțelului controlat cu raze X în funcție de timpul de expunere (T) la distanța focală de 300 mm. Filmul folosit : D4, D7.

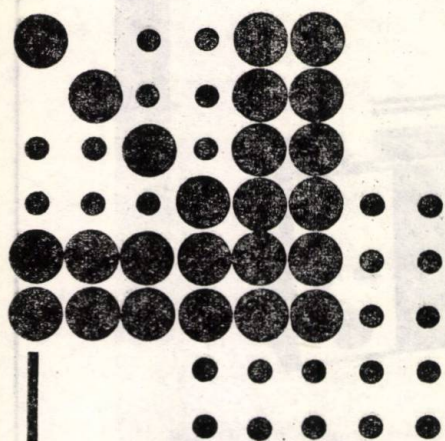
Principalele caracteristici tehnice :

Energia de radiație eficace, keV	160
Diametrul petei focale, mm	3
Grosimea oțelului controlat cu raze X, mm	20
Sensibilitatea diferențială a radiogramelor	1,5
Dimensiuni de gabarit, mm :	
modulul cu raze X	170 × 250 × 490
pupitrul de comandă, mm	170 × 260 × 350
Masa, kg :	
modulul cu raze X :	8,5
pupitrul de comandă :	9,5

32/34, Bd. Smolenskaya-Sennaya
121200 Moscova, URSS
Telefon : 244-32-85
Telex 411328 TSE SU

Exportator :

T **Techsnabexport**
USSR MOSCOW



PRIBOR

V/O MASHPRIBORINTORG

Întreprinderea PRIBOR din cadrul întreprinderii
MASHPRIBORINTORG exportă și importă:

Aparate electrice de măsură

- contoare de energie mono- și trifazate ;
- multimetre analogice și numerice ;
- ampermetre, wattmetre, frecvențmetre, megohmmetre, punți de măsură, voltmetre ;
- osciloscoape cu cadru ;
- aparate cu tablou de comandă, conform normelor DIN ;
- înregistratoare ;
- aparate și material didactic.

Aparate de măsură și control

- sisteme automate de reglare ;
- potențiometre ;
- aparate pentru măsurarea temperaturii, presiunii, nivelului apei, debitelor.



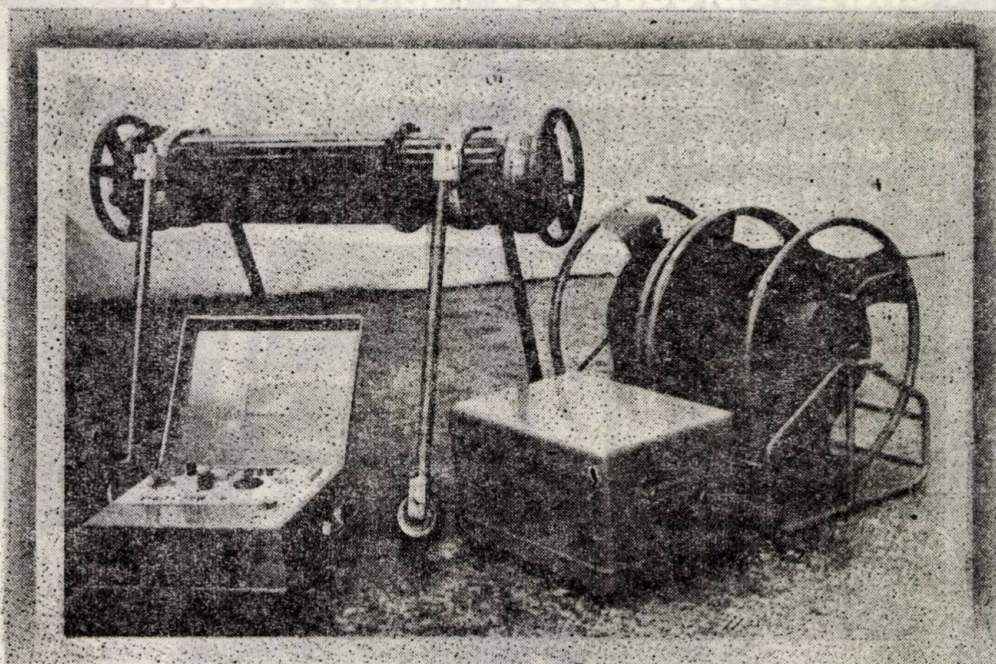
MASHPRIBORINTORG

Piața Smolenskaya-Sennaya 32/34
121200 Moscova, URSS
Telefon : 244-27-75
Telex : 411235, 411236

Publicom.

Aparat mobil cu raze X—RAP—220

pentru controlul nedistructiv atât prin raze dirijate,
cît și panoramice



Acest aparat este un instrument indispensabil în controlul calității:

- sudurilor,
- gazoductelor,
- diferitor structuri metalice.

Caracteristici tehnice

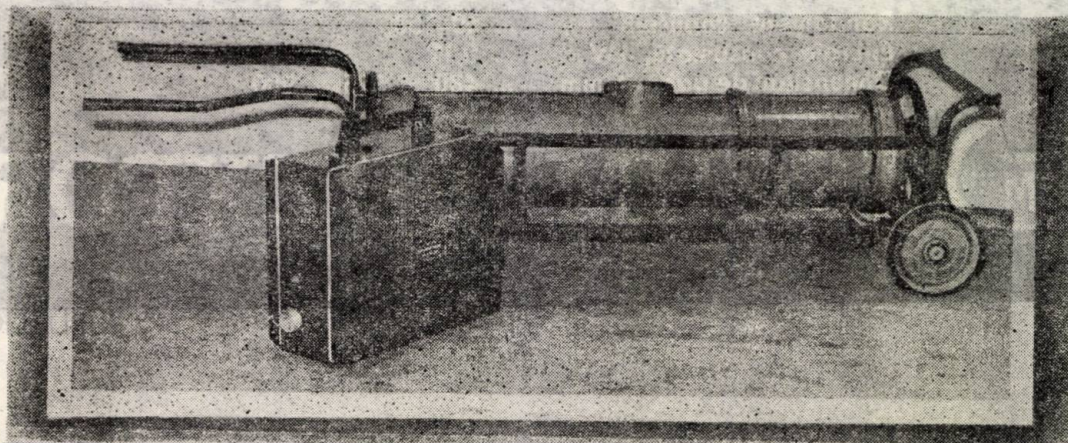
Tensiunea anodică a tubului de raze X, kV	220
Curentul anodic al tubului de raze X, mA	5
Puterea absorbită, kVA	2
Dimensiunea petei focale, mm:	
în regim de fascicul dirijat, sub un unghi solid de 50°	1,6 × 1,6
în regim de raze panoramice, sub un unghi de ieșire de 360° × 30°	5,0 × 0,5

Exportator :



Techsnaexport
UDEN MOSCOW

32/34 Bd. Smolenskaya—Sennaya ; 121200
Moscova, U.R.S.S.; Telefon : 244—32—85;
Telex : 411328 TSE SU

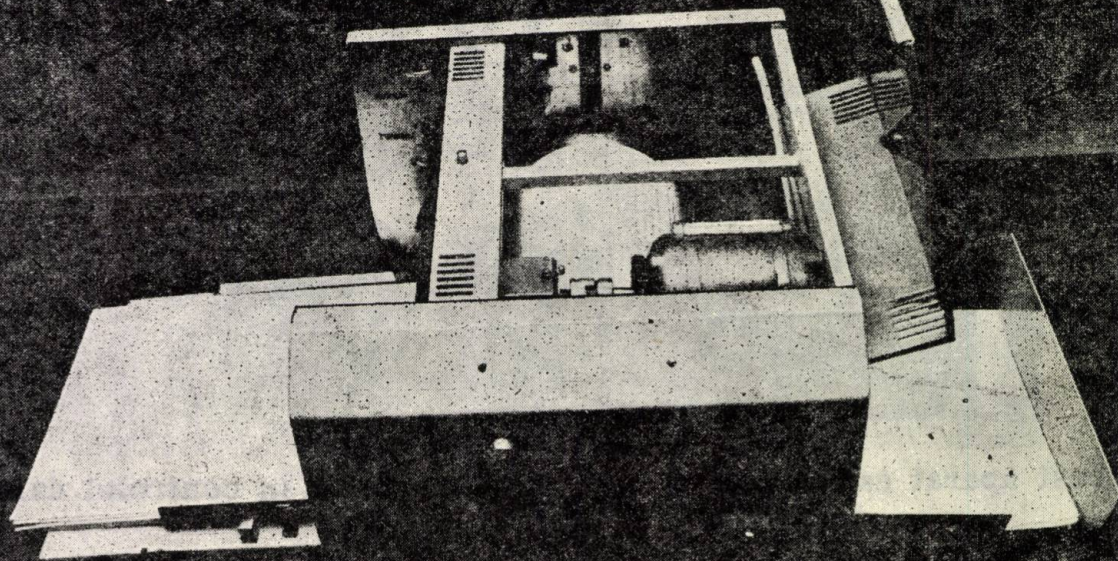


Apărat mobil cu rază X — RAP — 220

Pentru reproducerea rapidă a documentelor de serviciu

(cu ajutorul șabloanelor de imprimare)

a formularelor, a scrisorilor tip și a altor documente



MULTIGRAFUL RTs-2A4

- COPII DE CALITATE ȘI RANDAMENT ÎNALT
- MATERIALE PENTRU IMPRIMARE: PRACTIC ORICE
FEL DE HIRTIE FORMAT A 4
(210 × 297 mm), DENSITATE ÎNTRE 40 ȘI 80 g/m²

Randament, copii/mn	... 60-150
Energie consumată, kW	... 0,12
Dimensiuni de gabarit, mm	... 480 × 525 × 900
Greutate, kg	... 52

TM TECHMASHEXPORT

Str. Mosfilmovskaia nr. 35, Moscova 117330, URSS
Telefon : 143.86.60 : 143.87.51.
Telex : 41 1068 TEHEX SU ; 41-1228 TECEX SU

PUBLICOM



PUBLICOM

1984 FEB 09

E 2040

66



94444444 (Victor-Mag)

REFERALVA

Electrotehnica Electronica Automatica

AUTOMATICA ŞI ELECTRONICA • BUCUREŞTI • ANUL 27 • NR. 4 • DECEMBRIE 1983

OFICIUL DE INFORMARE DOCUMENTARĂ PENTRU INDUSTRIA DE MAȘINI-UNELTE, ELECTROTEHNICĂ ȘI ELECTRONICĂ

a editat în anul 1983 următoarele publicații care stau la dispoziția celor interesați:

Nomenclatorul produselor tipizate

din domeniile: electrotehnică, electronică și automatică, într-un set de șase volume (VI—XI).

Norme tehnice de ramură

aferente produselor tipizate incluse în nomenclatorul sus-menționat șase volume (VI—XI).

Cataloage de aparate de măsură și control (AMC)

fabricate în întreprinderile și institutele din țară.

Catalog de elemente de automatizare

Cataloage de tehnologii—elaborate și aplicate în M.I.M.U.E.E.

Catalog de echivalențe CTS pentru circuite integrate

Lucrările se livrează la cerere prin comandă fermă, plata făcându-se prin virament sau cu CEC.

Lămuriri suplimentare se pot obține la telefon: 50.50.25 sau 50.40.90 interior 475 sau 695.

ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ȘI AUTOMATICA

Anul 27

Nr. 4

decembrie 1983

AUTOMATICA ȘI ELECTRONICA

CUPRINS

CZ 621.3.04

PANOU DE AFIȘAJ CU PLASMĂ

Savopol, D., Paraschiv, N.: Afișor alfanumeric cu plasmă.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 27, nr. 4, dec 1983, p. 127

Este descris un nou sistem de afișare directă vizuală a mesajelor calculatorului, care permite afișarea datelor alfanumerice și grafice, realizat de autori.

CZ 621.3

PROIECTARE Bi—MOS

Ristea, A., Șerbănescu, D.: Performanțe și considerații de proiectare specifice etajelor liniare Bi—MOS.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 27, nr. 4, dec 1983, p. 129

Lucrarea conține formule de proiectare specifice etajelor Bi—MOS împreună cu exemple numerice concrete. Se determină relații de calcul pentru rezistența de ieșire în saturație a tranzistoarelor MOS. Se prezintă rezultatele experimentale obținute.

CZ 621.37.029.6

MODULAȚIE DE FAZĂ DIODĂ PIN COEFICIENT DE REFLEXIE

Buiculescu, V., Buiculescu, C.: Modulator binar de fază în bandă de 9 GHz.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 27, nr. 4, dec 1983, p. 134

Lucrarea prezintă o metodă originală de proiectare și realizare a unui modulator de fază cu funcționare prin reflexia semnalului. Circuitul realizat permite o toleranță foarte largă a parametrilor diodelor PIN folosite.

CZ 621.3.018 :518.5 :511

BIBLIOTECA ARITMETICĂ FUNCȚII DUBLĂ PRECIZIE VIRGULĂ MOBILĂ MICROPROCESOARE DE 8 BIȚI

Tatou, G. V.: Bibliotecă aritmetică și de funcții în virgulă mobilă — dublă precizie pentru sisteme de calcul utilizând microprocesoare de 8 biți.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 27, nr. 4, dec 1983, p. 138

Se prezintă o bibliotecă aritmetică pe 14 cifre, în binar virgulă mobilă, având 20 funcții, concepută pentru a lucra pe

sisteme cu microprocesoare, de 8 biți. Biblioteca este relor catabilă și compatibilă cu sistemul de operare al calculatoarelor Felix M18, M118.

CZ 621.3.018

MICROPROCESOR INTERFAȚĂ

Rus, Vasile : Multiplexor cu opt linii.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 27, nr. 4, dec 1983, p. 143

Se prezintă realizarea unei interfețe asincrone cu 8 linii pentru seria de minicalculatoare I—100, cu o comandă microprogramată în jurul seriei de microprocesoare AMD—2900.

CZ 621.3.018 : 72

MICROPROCESOARE DE 16 BIȚI ARHITECTURĂ

Gârlășu, Dan : Microprocesoare de 16 biți.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 27, nr. 4, dec 1983, p. 147

În lucrare se prezintă o clasificare a microprocesoarelor de 16 biți, paralel cu o expunere generală a celor mai importanți reprezentanți ai lor, ca și unele probleme implicate de noua arhitectură. Totodată, se face un studiu comparativ al MP la nivelul arhitecturii hardware.

CZ 621.316.265

AUTOMATIZARE SISTEM DE CONTROL DISTRIBUIT

Molnar, P. ș.a. : O aplicație de calcul în conducerea proceselor industriale.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 27, nr. 4, dec 1983, p. 155

Complexitatea crescândă a proceselor tehnologice impune sistemelor de automatizare performanțe din ce în ce mai ridicate. Aceste performanțe se pot realiza prin conducere numerică. În lucrare se prezintă câteva soluții adoptate în proiectarea „Consolei operatorului de proces” din sistemul distribuit de control al proceselor tehnologice SDC—2050.

NOTĂ

MANIFESTĂRI ȘTIINȚIFICE ȘI TEHNICE

COMITETUL DE REDACȚIE

Prof. dr. doc. șt. tehn. ing. I. S. ANTONIU, membru coresp. al Academiei R. S. România; prof. dr. ing. C. APETREI; acad. dr. doc. șt. tehn. ing. A. AVRAMESCU; ing. I. BĂTRÎNA; prof. dr. doc. șt. tehn. ing. N. BOTAN; dr. ing. C. BULUCEA; dr. ing. V. BUNEA; prof. dr. ing. S. CĂLIN; prof. dr. ing. V. CĂTUNEANU; ing. V. CEOCEONICĂ; prof. dr. doc. șt. tehn. ing. V. CORLAȚEANU; prof. dr. ing. T. DORDEA; prof. dr. ing. M. DRĂGĂNESCU; prof. dr. ing. S. FLOREA; prof. dr. ing. M. HANGĂNUT; prof. dr. doc. șt. tehn. ing. G. HORTOPAN; ing. I. ILIESCU; ing. V. LEFTER; dr. ing. A. MILLEA; prof. dr. doc. șt. tehn. ing. C. MOCANU; prof. dr. ing. A. NICOLAIDE; ing. A. POPA; prof. dr. ing. S. PUȘCAȘU; acad. prof. dr. șt. tehn. ing. REMUS RĂDULET; ing. M. SIRBU; dr. ing. VALERIUS STANCIU, redactor resp. adjunct; dr. ing. FLORIN TEODOR TANĂSESCU, redactor responsabil.

Redactor rubrică : GRETA ANDREI

Tehnoredactor : CORNELIA CRISTESCU



I. P. I. c. 1716

СОДЕРЖАНИЕ

УДК 621.3.04.

ПАНЕЛЬ АФИШИРОВАНИЯ С ПЛАЗМОЙ

Савопол Д., Параскив, Н.: Устройство альфацифрового афиширования с плазмой.

Е.Е.А. — *Automatica și electronica* 27, № 4, декабрь 1983, стр. 127

Описывается новая разработанная авторами система непосредственного зрительного афиширования сообщений ЭВМ, позволяющая альфацифровое и графическое афиширование данных.

УДК 621.3

ПРОЕКТИРОВАНИЕ ВИ-МОП

Ристя, А., Шербанеску, Д.: Технические данные и соображения проектирующие специфические линейным каскадом ВИ-МОП.

Е.Е.А. — *Automatica și electronica* 27, № 4, декабрь 1983, стр. 129

Работа содержит проектные формулы, специфические каскады ВИ—МОП вместе с конкретными числовыми примерами. Определяются расчётные отношения для выходного сопротивления при насыщении транзисторов МОП. Представляются результаты обычных экспериментов.

УДК 621.37.029.6

ФАЗОВАЯ МОДУЛЯЦИЯ ДИОД PIN КОЭФФИЦИЕНТ ОТРАЖЕНИЯ

Буйкулеску, В., Буйкулеску, К.: Бинарный фазовый модулятор в диапазоне 9 ГГц.

Е.Е.А. — *Automatica și electronica* 27, № 4, декабрь 1983, стр. 134

В работе представлен оригинальный метод проектирования и осуществления фазового модулятора, действующего за счёт отражения сигнала. Осуществлённая схема позволяет достаточно широкие допуски параметров в используемых диодах PIN.

УДК 621.3.018: 518.5: 511

АРИФМЕТИЧЕСКАЯ БИБЛИОТЕКА ФУНКЦИЙ ПЛАВАЮЩАЯ ЗАПЯТАЯ— ДВОЙНАЯ ТОЧНОСТЬ МИКРОПРОЦЕССОР В 8 БИТ

Татюя, Г. В.: Арифметическая библиотека функций, с плавающей запятой, двойной точности, для систем ЭВМ при использовании микропроцессоров в 8 бит.

Е.Е.А. — *Automatica și electronica* 27, № 4, декабрь 1983, стр. 138

Представляется арифметическая библиотека на 14 цифр, в бинаре плавающей запятой с 20-ю функциями, созданная с целью использования в системах с микропроцессорами в 8 бит. Библиотека является подвижной и совместимой с операционной системой электронных вычислительных машин ФЕЛИКС M18, M118.

УДК 621.3.018

МИКРОПРОЦЕССОР ИНТЕРФЕЙС

Рус, Василе: Мультиплексор с 8-ю линиями.

Е.Е.А. — *Automatica și electronica* 27, № 4, декабрь 1983, стр. 143

Представлено осуществление асинхронного интерфейса с 8-ю линиями для серии мини ЭВМ I—100 микропрограммным управлением, приближенного серии микропроцессоров АМД—2900.

УДК 621.3.018: 72

МИКРОПРОЦЕССОРЫ В 16 БИТ АРХИТЕКТУРА

Гырлашу, Дан: Микропроцессоры в 16 бит.

Е.Е.А. — *Automatica și electronica* 27, № 4, декабрь 1983, стр. 147

В работе дается классификация микропроцессоров в 16 бит одновременно с общим представлением самых важных их представителей. Одновременно рассматриваются некоторые вопросы, касающиеся их новой архитектуры, а также проводится сравнительное исследование микропроцессоров на уровне архитектуры.

УДК 621.316.265

АВТОМАТИЗАЦИЯ СИСТЕМА РАСПРЕДЕЛЕННОГО УПРАВЛЕНИЯ

Молнар, П. и др.: Применение вычислительной техники в управлении промышленными процессами.

Е.Е.А. — *Automatica și electronica* 27, № 4, декабрь 1983, стр. 155

Возрастающая сложность технологических процессов предъявляет всё более высокие претензии к качеству и возможностям автоматизированных систем. Желаемые качества могут быть достигнуты за счёт управления с помощью ЭВМ. В работе представлено несколько решений, принятых в проектировании „Консоли процессорного оператора” в распределённой системе управления технологических процессов SDC—2050.

INHALT

DK 621.3.04

PLASMA ANZEIGEFELD

Savapol, D., Paraschiv, N.: Alphanumerische Plasmaanzeige.

Е.Е.А. — *Automatica și electronica* 27, Nr. 4, Dez 1983, S. 127

Es wird ein neues System für direkte visuelle Anzeige der Rechnernachrichten beschrieben, der die alphanumerischen und graphischen Datenanzeigen ermöglicht.

DK 621.3

BI—MOS

Ristea, A., Șerbănescu, D.: Entwurfperformanzen spezifisch der linearen Stufen Bi—MOS.

Е.Е.А. — *Automatica și Electronica* 27, Nr. 4, Dez 1983, S. 129

Die Arbeit enthält Entwurfsformeln die spezifisch der Bi—MOS Stufen zusammen mit konkreten, numerischen

Beispiele sind. Es werden Rechenverhältnisse für die Ausgangswiderstände in Sättigung der Transistoren—MOS, bestimmt. Es werden die erhaltenen experimentellen Ergebnisse dargestellt.

DK 621.37.029.6

PHASENMODULATION
PIN DIODE
REFLEXIONS-KOEFFIZIENT

Buiculescu, V., Buiculescu, C.: Binäre Phasenmodulation auf einem 9 GHz Band.

E.E.A.—*Automatica și Electronica* 27, Nr. 4, Dez 1983, S. 134

Die Arbeit stellt eine originelle Entwurfsmethode und Herstellungsmethode einer Phasenmodulation mit einem Betrieb des Reflexionssignals dar. Der hergestellte Kreislauf ermöglicht eine weite Toleranz der verwendeten PIN-Diengrößen.

DK 621.3.018 :518.5 :511

BIBLIOTHEK DER ARITHMETISCHEN FUNKTIONEN
DOPPELTE PRÄZISION, EINSTELLBARES KOMMA
MIKROPROZESSOREN VON 8 BIT

Tatoiu, G. V.: Bibliothek der arithmetischen Funktionen in einstellbaren Komma — doppelte Präzision für Rechensysteme, wobei man 8 BIT-Mikroprozessoren verwendet.

E.E.A.—*Automatica și Electronica* 27, Nr. 4, Dez 1983, S. 138

Die Arbeit stellt eine arithmetische Bibliothek mit 14 Zahlen, binär mit einstellbaren Komma, wobei sie 20 Funktionen besitzt, um auf Systeme mit 8 BIT-Mikroprozessoren betriebsfähig sein kann, dar. Die Bibliothek ist wieder Benutzbar und verträglich zusammen mit dem Operationssystem der Rechner Felix M18, M118.

DK 621.3.018

MIKROPROZESSOR
INTERFACE

Rus, Vasile: Multiplexor mit 8 Linien.

E.E.A.—*Automatica și Electronica* 27, Nr. 4, Dez 1983, S. 143

Es wird die Herstellung einer asynchronischen Interface mit 8 Linien für eine Kleinrechnerserie I—100, mit einer mikroprogrammierter Steuerung ringsum die Mikroprozessorenserie AMD—2900, dargestellt.

DK 621.3.018 :72

MIKROPROZESSOREN MIT 16 BIT
ARCHITEKTUR

Gârleașu, Dan: Mikroprozessoren mit 16 BIT.

E.E.A.—*Automatica și Electronica* 27, Nr. 4, Dez 1983, S. 147

Die Arbeit stellt eine Klassifizierung (Anordnung) der Mikroprozessoren mit 16 BIT, die parallel mit einer gesamten Darstellung der bedeutendsten Vertreter ist, als auch einige Probleme die mit der neuen Architektur verstrickt sind, dar. Gleichzeitig wird ein komparatives Studium des MP im Architekturniveau Hardware, durchgeführt.

DK 621.316.265

AUTOMATISATION
VERTEILTES ÜBERWACHUNGSSYSTEM

Molnár, P. u.a.: Ein Rechnungseinsatz in der Steuerung der Industrievorgänge.

E.E.A.—*Automatica și Electronica* 27, Nr. 4, Dez 1983, S. 155

Die steigende Komplexität der technologischen Prozesse empfiehlt den Automatisierungssysteme immer höhere Performanzen an. Diese Performanzen stellt man mit Hilfe der numerischen Steuerung her. Die Arbeit stellt einige Lösungen bezüglich des Entwurfs „die Konsole des Prozessoperators“ des verteilten Überwachungssystems der technologischen Prozesse SDC—2050 dar.

CONTENTS

DC 621.3.04

PLASMA DISPLAY PANEL

Savopol, D., Paraschiv, N.: Plasma alphanumeric display

E.E.A.—*Automatica și electronica* 27, no. 4, dec 1983, p. 127

The paper describes a new direct visual display system of the computer messages that allows the display of graphic and alphanumeric data, the system being realized by the authors.

DC 621.3

DESIGN
BI — MOS

Ristea A., Șerbănescu, D.: Performance and design considerations specific for linear Bi — MOS stages.

E.E.A.—*Automatica și electronica* 27, no. 4, dec 1983, p. 129

There are presented design formulas specific for Bi—MOS stages together with actual numerical examples. There are determined computational relations for the output resistance in saturation of MOS transistors. Usual experimental results are shown.

DK 621.37.029.6

PHASE MODULATION
PIN DIODE
REFLECTION COEFFICIENT

Buiculescu, V., Buiculescu, C.: Phase binary modulator in 9 GHz band.

E.E.A.—*Automatica și electronica* 27, no 4, dec 1983, p. 134

The paper introduces an original method of design and realization of a phase modulator operating on the signal reflection. The circuit permits a very large tolerance to the parameters of the pin diodes, used.

DK 621.3.018 :518.5 :511

ARITHMETIC LIBRARY FUNCTIONS
DOUBLE PRECISION FLOATING POINT
8 BIT MICROPROCESSOR

Tatoiu, G. V.: Arithmetic and function library in floating point double precision for computational systems using 8 bit microprocessor.

E.E.A.—*Automatica și electronica* 27, no. 4, dec 1983, p. 138

There is presented a 14 digit binary arithmetic library, with floating point having 20 functions, that was designed to operate on 8 bit microprocessor systems. The library is relocatable and compatible with the operational system of Felix M18, M118 computers.

DC 621.3.018

MICROPROCESSOR
INTERFACE

Rus, Vasile: Eight line multiplier.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 27, no. 4, dec 1983, p. 143

The work describe the realization of an 8 line asynchronous interface for series I-100 minicomputer with a microprogrammed control around series AMD-2900 microprocessors.

DC 621.3.018 :72

16 BIT MICROPROCESSORS ARCHITECTURE

Gârlaşu, D. : 16 — Bit microprocessors.

E.E.A.—*Automatica și electronica* 27, no. 4, dec 1983, p. 147

The paper present a classification of 16 Bit microprocessors, together with a general approach to their most important representatives, as well as to some problems implied by the new architecture there is also shown a comparative study of microprocessors at the level of hardware architecture.

DC 621.316.265

AUTOMATION DISTRIBUTED CONTROL SYSTEM

Molnar, P. a.o. : A computational application in industrial process control.

E.E.A.—*Automatica și electronica* 27, no. 4, dec 1983, p. 155

The growing complexity of technological proceses imposes ever higher performances of automated system. These performances can be realized by means of the digital control. The paper presents several solutions adapted in the design of the process operator console in the distributed control system of SDC-2050 technological processes.

SOMMAIRE

CD 621.3.04

PANNEAU D'AFFICHAGE À PLASMA

Savopol, D., Parasciv, N. : Afficheur alpha-digital à plasma.
E.E.A.—*Automatica și electronica* 27, no. 4, dec 1983, p. 127

On y decrit un nouveau système d'affichage vidéo direct des messages de l'ordinateur qui permet l'affichage des données alphanumériques et graphiques, système réalisé par les auteurs.

CD 621.3

CONCEPTION BI—MOS

Ristea, A., Șerbănușu, D. : Performances et considérations de conception spécifiques aux étages linéaires BI—MOS.

E.E.A.—*Automatica și electronica* 27, nr. 4, décembre 1983, p. 129

L'ouvrage comprend des formules de conception spécifiques aux étages BI—MOS aussi bien que des exemples numériques concrets. On y détermine des relations de calcul pour la résistance de sortie en saturation des transistors MOS. On y présente les résultats expérimentaux courants.

CD 621.37.029.6

MODULATION DE PHASE DIODE PIN COEFFICIENT DE REFLEXION

Buiculescu, V., Buiculescu, C. : Modulateur binaire de phase dans le bande 9 GHz.

E.E.A.—*Automatica și electronica* 27, n. 4, décembre 1983 p. 134

L'ouvrage présente une méthode originelle de conception et de mise au point d'un modulateur de phase à fonctionnement par reflexion du signal. Le circuit mis en oeuvre permet une tolérance très large des paramètres des diodes PIN utilisées.

CD 621.3.018 :518.5 :511

BIBLIOTHÈQUE ARITHMÉTIQUE — FONCTIONS PRÉCISION DOUBLE — VIRGULE MOBILE MICROPROCESSEURS DE 8 BITS

Taloin, G. V. : Bibliothèque arithmétique et de fonctions en virgule mobile — précision double pour des systèmes de calcul à microprocesseurs de 8 bits.

E.E.A.—*Automatica și electronica* 27, n. 4, décembre 1983, p. 138

L'ouvrage présente une bibliothèque arithmétique sur 14 chiffres, en binaire — virgule mobile, ayant 20 fonctions, conçue pour des systèmes à microprocesseurs de 8 bits. Cette bibliothèque — ci est compatible avec le système d'opération des ordinateurs Felix M18, M118.

CD 621.3.018

MICROPROCESSEUR INTERFACE

Rus, Vasile : Multiplexeur à huit lignes.

E.E.A.—*Automatica și electronica* 27, n. 4, décembre 1983, p. 143

On y présente la réalisation d'une interface asynchrone à 8 lignes pour la série de minicalculateurs I — 100, à commande microprogrammée moyennant la série de microprocesseurs AMD-2900.

CD 621.3.018 :72

MICROPROCESSEURS DE 16 BITS CONFIGURATION

Gârlaşu, Dan : Microprocesseurs de 16 bits.

E.E.A.—*Automatica și electronica* 27, n. 4, décembre 1983, p. 147

Dans cet ouvrage on présente une classification des microprocesseurs de 16 bits parallèlement à une description générale des plus importants types de microprocesseurs, aussi bien que certains problèmes impliqués par la nouvelle configuration. A la fois on présente une étude comparative des microprocesseurs au niveau de la configuration hardware.

CD 621.316.265

AUTOMATISATION SYSTEME DE COMMANDE DISTRIBUÉ

Molnar, P. et d'a. : Une application de calcul dans la commande des processus industriels.

E.E.A.—*Automatica și electronica* 27, nr. 4, décembre 1983, p. 155

La complexité de plus en plus grande des processus technologiques impose aux systèmes d'automatisation des performances de plus en plus élevées. Ces performances-ci peuvent être réalisées par commande digitale. Dans cet ouvrage on présente quelques solutions adoptées dans la conception de la „Console de l'opérateur de processus” du système distribué de commande des processus technologiques SDC-2050.

ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ȘI AUTOMATICA

ORGAN AL MINISTERULUI INDUSTRIEI DE MAȘINI — UNELTE, ELECTROTEHNICĂ ȘI ELECTRONICĂ

Automatica și electronica nr. 4

CZ 621.3.04

PANOU DE AFIȘAJ CU PLASMĂ

Afișor alfanumeric cu plasmă

DINU SAVOPOL, NATAȘA PARASCHIV* — București

Influența conjugată a factorilor revoluției tehnico-științifice contemporane, desfășurată sub imperativul necesității dezvoltării social-economice, se manifestă diferit în cadrul științelor, în funcție de obiectul și metoda de studiere specifică fiecăreia dintre ele.

Avînd în vedere locul fizicii în cadrul sistemului științelor exacte, al interdependenței dintre acestea, s-a impus și în acest domeniu folosirea mijloacelor moderne de prelucrare a datelor, în special a calculatoarelor electronice, atît în activitatea previzionată, pentru alegerea variantei optime, cît și mai ales pentru a realiza operativitate și exactitate în lucrările abordate, ceea ce a atras și dezvoltarea mijloacelor de adresare. Dintre acestea, afișarea directă vizuală a mesajelor calculatorului este necesară în toate cazurile de utilizare a calculatoarelor, fapt ce a determinat apariția de noi sisteme de afișaj cu caracteristici din ce în ce mai bune. Unul dintre aceste sisteme este și panoul de afișaj cu plasmă care permite afișarea datelor alfanumerice și grafice.

Panoul de afișaj cu plasmă este constituit din două plăci de sticlă pe care sînt dispuși conductori metalici sub forma unei rețele de linii paralele, obținute prin depunerea în vid a unui strat metalic. Plăcile de sticlă astfel depuse sînt mascate cu fotorezist solid, apoi corodate în acid azotic diluat, rămînînd în final pe plăci o configurație de linii paralele. Rețeaua de conductori de pe fiecare placă de sticlă este acoperită cu un strat subțire de dielectric. Cele două plăci se lipesc etanș folosind o sticlă pentru fritare, formîndu-se astfel un spațiu închis între cele două plăci.

Rețele de conductori sînt astfel aranjate prin poziționarea celor două plăci de sticlă la închidere (fritare), încît în final au direcții perpendiculare, formîndu-se o matrice de puncte, fiecare punct putîndu-se aprinde separat.

Aprinderea punctelor se obține la intersecția liniilor, ca urmare a apariției unei descărcări

în înaltă frecvență la aplicarea unui semnal electric asupra conductorilor care se intersectează în punctul considerat. Pentru aprinderea descărcării, panoul este umplut cu gaz de lucru, în particular amestec¹ neon — 0,1 % argon, amestec Penning care asigură o tensiune redusă de aprindere.

Întrucît suprafețele dielectricului se erodează repede în timp, în cadrul tehnologiei de fabricație s-a introdus procesul de acoperire a acestui strat dielectric cu un strat protector.

Pentru funcționarea panoului, între electrozii de pe o placă de sticlă și cei de pe placa opusă se aplică o tensiune alternativă de înaltă frecvență, denumită tensiune de susținere, a cărei amplitudine este astfel aleasă încît punctele de intersecție să nu se aprindă. Pentru ca o celulă să fie în stare de conducție, peste tensiunea de susținere se aplică un impuls de scriere. Tensiunea combinată (tensiunea de susținere + impuls de scriere) depășește (pe durata cît există impulsul) tensiunea de străpungere a gazului la intersecția conductorilor, iar în punctul respectiv apare o descărcare luminoasă. Datorită plasmei produse în punctul ce s-a aprins pereții de dielectric se polarizează local cu o asemenea polaritate încît să se opună tensiunii aplicate. Cînd descărcarea se stinge (tensiunea alternativă scade spre zero), sarcina electrică rămîne pe peretele de dielectric, în timpul cît tensiunea își schimbă polaritatea. Diferența de potențial datorată sarcinilor de pe perete se adăunează la tensiunea care și-a schimbat polaritatea (e vorba de tensiunea de susținere), astfel încît spațiul se aprinde din nou, fenomen ce se repetă la fiecare semiperioadă atît timp cît există tensiunea de susținere. Deci, un punct odată aprins cu un impuls de scriere rămîne aprins și panoul are memorie intrinsecă. Pentru stingerea punctului, se va aplica un impuls de tensiune denumit impuls de ștergere, care anulează polarizarea sticlei. Forma tensiunii de susținere poate fi atît sinusoidală cît și dreptunghiulară, dependența de frecvență

* Întreprinderea de cinescoape — București.

a caracteristicilor fiind mai puternică în cazul sinusoidal.

Pentru o formă și o frecvență date ale tensiunii alternative aplicate, tensiunea de aprindere se definește ca fiind cea mai mică valoare a tensiunii alternative aplicată unui punct la care acel punct se aprinde, iar tensiunea de stingere ca cea mai mare tensiune la care un punct aprins se stinge. Intervalul dintre tensiunea de aprindere și tensiunea de stingere reprezintă „Fereastra de adresare”, în care trebuie să se încadreze tensiunea de susținere și care trebuie să fie cât mai larg, departe de cele două valori limită. Întrucât tensiunea de susținere odată aleasă are o valoare unică pentru toate punctele panoului, este necesar ca toate punctele să aibă practic aceeași „fereastră de adresare”. Astfel, tensiunea de aprindere pe puncte individuale se definește în raport cu tensiunea de susținere statică, U_{ss} . Tensiunea de susținere statică, definită prin

relația $U_{ss} = \frac{1}{2} (U_{amin.} + U_{s max.})$ este de $95 \pm$

15 V. Panoul trebuie să prezinte o fereastră de adresare $f = (U_{amin.} - U_{s max.}) \geq 8$ V. Tensiunea de aprindere U_a va fi: $U_{ss} + 4$ V $\div$ $U_{ss} + 4$ V + 30 V pentru o frecvență de 20 kHz. Se consideră aprinderea unui punct individual în două situații:

- cind toate celelalte puncte sînt stinse;
- cind numai 4 puncte vecine (care nu au linie comună cu punctul considerat) punctului individual testat sînt aprinse.

Totodată, tensiunea de stingere pe puncte individuale se definește în raport cu tensiunea de susținere statică U_{ss} , astfel ca tensiunea de stingere U_s trebuie să fie în intervalul: $U_{ss} - 4$ V $\div$ $U_{ss} - 4$ V - 25 V pentru frecvența de 20 kHz. Se consideră stingerea unui punct individual în cele două situații mai sus menționate.

Pentru o mai rapidă acționare a panoului la comenzi de scriere, la periferia spațiului de afișare se prevede (în afara conductorilor ce asigură afișarea) un număr redus de conductori care formează „border”-ul. Acesta stă aprins permanent în timpul funcționării panoului, asigurînd în spațiul de descărcare sarcinile electrice necesare unui răspuns mai rapid.

Panoul permite afișarea a 32 caractere alfanumerice pe 8 rinduri prin aprinderea a maximum 17 920 puncte. Un caracter are pe orizontală 7 puncte, din care 5 plus 2 pauză și pe verticală 10 puncte, din care 7 plus 3 pauză.

Principalii parametri de lucru pentru panoul de afișare cu plasmă, sînt:

- frecvența de lucru 20—50 kHz. Pentru frecvența de 20 kHz; tensiunea de aprindere

U_a și tensiunea de stingere U_s sînt definite mai sus;

- strălucirea medie/punct: 35 ± 15 cd/m²;
- unghiul maxim de vizare față de o direcție perpendiculară la suprafața panoului 60°;
- numărul maxim de puncte destinate afișării datelor alfanumerice și grafice 17 920;
- puterea consumată pentru aprinderea fiecărui punct este mai mică de 1 mW;
- curentul maxim admis printr-o celulă (atfel încît să nu se aprindă celule adiacente sau să nu se distrugă celula) este de 80 microamperi;
- timpul de viață al panoului de afișare cu plasmă este de cel puțin 10 000 ore de funcțiune.

Folosind aceeași tehnologie de fabricație a fost realizat un panou de afișaj numeric cu plasmă, un asemenea panou conținînd unul sau mai mulți digiți, fiecare digit permițînd formarea cifrelor de la zero la nouă prin combinarea a șapte segmente ce se evidențiază la o comandă adecvată prin descărcarea luminoasă în neon. Segmentele care alcătuiesc un digit (un element de afișare) sînt realizate din puncte așezate echidistant unele față de altele, astfel încît lățimea și lungimea unui segment poate fi definită prin numărul de puncte pe fiecare dimensiune. Alegerea soluției de a construi segmentele prin multipuncte de descărcare conferă noului sistem avantajul de a realiza o varietate mare de caractere de scriere și în același timp chiar pentru cifre cu o lățime mare a caracterelor apare o reducere a consumului de curent electric deoarece descărcarea electrică are loc în puncte discrete și nu pe o suprafață corespunzătoare întregului caracter.

Panoul acesta poate fi comandat ușor cu circuite electronice tranzistorizate. Sistemul prezintă o seamă de caracteristici tehnice dintre care menționăm:

- mărimea cifrelor se poate realiza în variate tipodimensionale cuprinse între 7 mm $\times$ 5 mm pînă la 200 mm $\times$ 100 mm;
- segmentele cifrei sînt realizate din puncte de descărcare cu o densitate de 100 puncte/cm², înălțimea și lățimea segmentului putîndu-se alege la cerere.

Noul tip de afișaj numeric este conceput în țară.

Aceste produse reliefează unele din realizările care au fost obținute în munca de documentare, cercetare și producție, realizări ce se înscriu organic în amplul Program de cercetare inițiat și urmărit direct de conducerea superioară de partid, personal de secretarul general al partidului, tovarășul Nicolae Ceaușescu.

CZ 621.3

PROIECTARE
Bi-MOS

Performanțe și considerații de proiectare specifice etajelor liniare Bi-MOS

ANA RISTEA, DAN ȘERBĂNESCU* — BUCUREȘTI

Introducere

Realizarea circuitelor integrate cu tranzistoare bipolare și tranzistoare MOS a întâmpinat de la început dificultăți de ordin tehnologic privind compatibilitatea performanțelor celor două tipuri de dispozitive. Una din dificultățile majore a fost precizarea unui proces optim care, odată cu creșterea oxidului de poartă, să nu înrăutățească caracteristicile tranzistoarelor bipolare [1]. Primele astfel de procese tehnologice au apărut pentru aplicații digitale, domeniu în care cerințele asupra performanțelor tranzistoarelor bipolare sînt mai scăzute. Ulterior, au apărut și procese compatibile pentru circuite integrate liniare cu tranzistoare MOS canal p cu tensiuni de prag între 1,2 V și 2 V, tranzistoare NPN cu $\beta = 100$ la 1 mA și tranzistoare pnp laterale cu $\beta = 50$ la 100 μA (curent de colector) [1].

Introducerea tranzistoarelor MOS în circuitele integrate liniare a permis obținerea de performanțe greu obținabile în alt mod (și la un preț relativ scăzut) [2]: impedanțe de intrare foarte mari (CA 3140), viteza de urmărire a semnalului și banda de câștig unitar mari (CA 3100), rezistoare de valori mari, etaje de deplasare a nivelului controlabile electric (curent) și geometric (prin raportul între lungimea Z și lățimea efectivă L a canalului).

Proiectarea electrică a circuitelor liniare MOS-bipolare ridică probleme specifice.

În primul rînd apare necesitatea utilizării unui model simplu echivalent pentru tranzistorul MOS. Modelele complicate existente pentru simularea pe calculator sînt greoaie pentru analiza manuală. Modelul pentru tranzistorul MOS trebuie să includă rezistența de ieșire, foarte necesară pentru analiza etajelor cu sarcină activă.

În al doilea rînd înlocuirea tranzistoarelor pnp trebuie să se facă cu discernămint. Tranzistoarele pnp sînt înlocuite cu tranzistoare MOS cînd dispozitivele respective trebuie să transmită o bandă largă de frecvențe ale semnalului. Purtătorii prin tranzistorul pnp sînt transportați prin difuzie în timp ce prin tranzistorul MOS sînt transportați de cîmp. Tranzistoarele MOS au o frecvență de câștig unitar f_T cu două ordine de mărime mai mare decît ale tranzistoarelor pnp laterale [2]; tranzistoarele pnp

care nu contribuie la propagarea semnalului nu trebuie să fie înlocuite. De asemenea, trebuie avut în vedere că înlocuirea unui tranzistor bipolar cu un tranzistor MOS modifică nivelele de curent continuu din circuit, motiv pentru care circuitele trebuie re-proiectate.

Se determină în continuare o relație simplă pentru calculul rezistenței de ieșire a tranzistorului MOS și se dau elemente de proiectare necesare pentru analiza unui etaj diferențial MOS-bipolar, care formează etajul intermediar din amplificatorul de bandă largă ROB-3100 (CCSITS).

Rezultatele obținute sînt verificate experimental pe loturi de tranzistoare MOS și prin modelarea experimentală a etajului diferențial MOS-bipolar.

1. Rezistența de ieșire, în saturație, a tranzistoarelor MOS

În figura 1 se prezintă modelul geometric adoptat pentru calculul rezistenței de ieșire în saturație, r_d a unui tranzistor MOS-canal P . Analiza este valabilă și pentru un tranzistor MOS canal N .

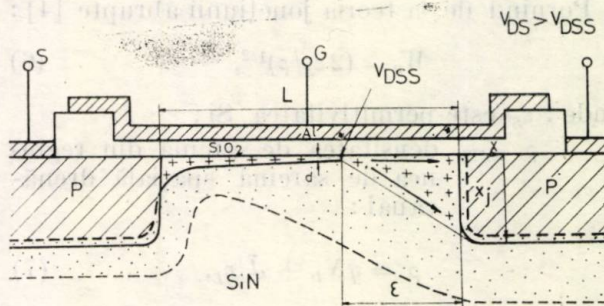


Fig. 1. Vedere în secțiune printr-un tranzistor MOS canal p .

Toate tensiunile considerate sînt luate în valoare absolută în raport cu sursa.

În regiunea de saturație, lungimea canalului inversat este $L - \varepsilon$ unde:

L — lungimea metalurgică a canalului;
 ε — lățimea regiunii de sarcină spațială dintre drenă și capătul canalului inversat.

$$\varepsilon = W_1 (V_{DS} - V_{DSs})^{1/2}, \quad (1)$$

unde: W_1 este un coeficient cu dimensiunile $\mu m V^{-1/2}$, care va fi precizat ulterior;

V_{DSs} — tensiunea de saturație.

* C.C.S.I.T. — Semiconductoare — București.

Canalul inversat se echivalează cu un strat rezistiv de secțiune A_p , lungime $L - \varepsilon$ și conductivitate $\bar{\sigma}_p$.

Se poate scrie relația :

$$V_{DSS} = I_{DS}[L - W_1(V_{DS} - V_{DSS})^{1/2}]\bar{\sigma}_p A_p. \quad (2)$$

Neglijind variația sarcinii fixe Q_B , se poate presupune V_{DSS} constant. Se diferențiază relația (2) și se calculează r_a :

$$r_a = 2(V_{DS} - V_{DSS})^{1/2}[L - W_1(V_{DS} - V_{DSS})^{1/2}]/W_1 I_{DS}. \quad (3)$$

Valoarea maximă a lui r_a se obține pentru $(V_{DS} - V_{DSS})^{1/2} = L/2W_1$.

Dacă se notează :

$$V_A = \frac{1}{2} \left(\frac{L}{W_1} \right)^2 \cdot (V) \quad (4)$$

se poate scrie :

$$r_a = \frac{V_A}{I_{DS}}. \quad (5)$$

Relația (5) reprezintă valoarea maximă pentru r_a calculat cu relația (3). Pentru $V_{DS} - V_{DSS}$ variind pe o decadă, r_a nu scade mai mult de 30 % față de valoarea maximă. De aceea pentru valori uzuale ale tensiunii V_{DS} se poate considera r_a constant și determinat prin relația (5).

Pornind de la teoria joncțiunii abrupte [4] :

$$W_1 = (2\varepsilon_s/\rho)^{1/2}, \quad (6)$$

unde : ε_s este permitivitatea Si ;

ρ — densitatea de sarcină din regiunea de sarcină spațială drenă-canal :

$$\rho = qN_D + \bar{J}/v_L, \quad (7)$$

unde : N_D — concentrația de impurități a substratului ;

$\bar{J}$ — densitatea medie de curent ce trece prin regiunea de sarcină spațială ;

v_L — viteza de saturatie pentru goluri egală cu $6 \cdot 10^4$ cm/s [3].

Cu notațiile din figura 1, densitatea de curent este :

$$J(x) = I_{DS}/Z[d + (x_j - d)x/\varepsilon], \quad (8)$$

$$\bar{J} = [I_{DS} \ln(x_j/d)]/Z(x_j - d), \quad (9)$$

cu : d — grosimea medie a canalului inversat egală cu 100 Å [3] ;

Z — lățimea canalului ;

x_j — adâncimea joncțiunii dreneiw.

Se observă că W_1 depinde atât de concentrația substratului N_D , cât și de densitatea purtătorilor mobili. Ca ordin de mărime, pentru $I_{DS} = 1$ mA și $Z = 200$ μm densitatea este de ordinul a 10^{15} purtători mobili/cm³. Pentru canale de lungimi mari (> 6 μm) sau tensiuni poartă-sursă mici, densitatea purtătorilor mobili se poate neglija, relația (7), [3].

În acest caz potențialul V_A devine independent de punctul static de funcționare. Toate caracteristicile se întîlnesc în punctul $V_{DS} = -V_A$. Fenomenul de modulare a lungimii canalului de tensiunea de drenă este asemănător cu fenomenul de modulare a lățimii bazei de tensiunea de colector la tranzistoarele bipolare. Potențialul V_A este asemănător potențialului Early.

2. Rezultate experimentale

S-au făcut măsurători pentru tranzistoare MOS canal P de tipul ROS 05. Pentru acest tranzistor $L/W_1 = 8$. Dacă se neglijează densitatea purtătorilor de sarcină, $V_A = 32$ V. S-a trasat caracteristica teoretică a rezistenței de ieșire, în acest caz, în figura 2 (curba 1). Curba 2 din această figură s-a trasat ținînd seama de densitatea purtătorilor mobili din regiunea de sarcină spațială a drenei (7) și (9).

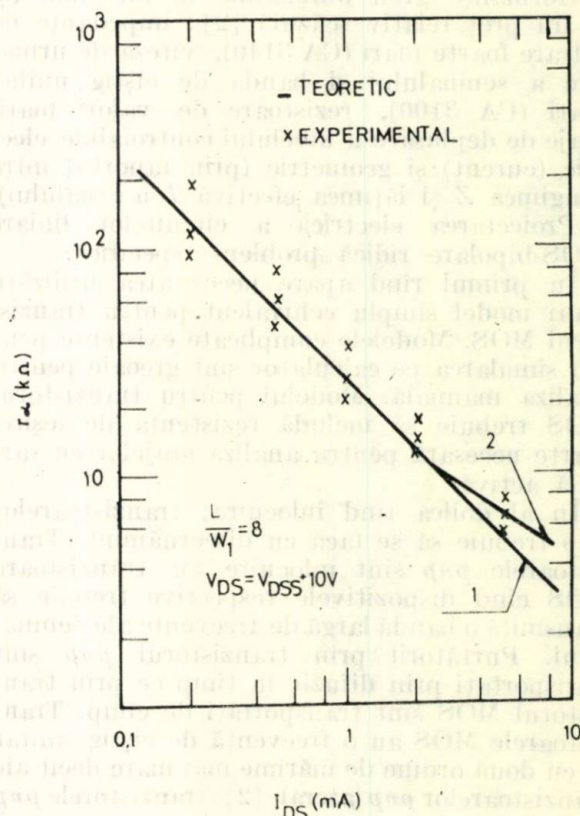


Fig. 2. Rezistența de ieșire în saturatie a tranzistoarelor MOS canal p.

Rezultatele experimentale s-au indicat pe figură la anumiți curenți de drenă, sub forma valorilor minime, tipice și maxime. Se remarcă concordanța bună cu estimările teoretice.

La acest tip de tranzistor valoarea densității curentului de drenă asupra rezistenței de ieșire începe să conteze la un curent de ordinul a 3 mA.

Modalitățile de creștere a lui r_d sînt mărirea lungimii canalului și realizarea de joncțiuni superficiale prin implantarea ionică [3].

3. Etaje cu sarcină activă

Etajul cel mai des folosit în circuitele integrate liniare este cel cu sarcină activă (fig. 3). Etajul 3a este realizat prin tehnologii bipolare standard, iar în figurile 3b și 3c variantele Bi-MOS ale acestuia.

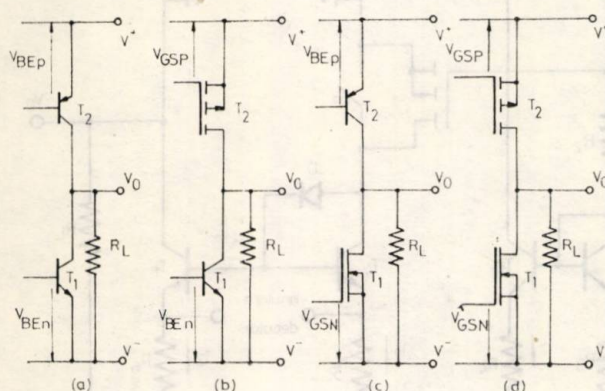


Fig. 3. Etaje cu sarcină activă.

Etajele 3c și 3d întîmpină dificultăți tehnologice majore de realizare. Cele patru tipuri de etaje au fost prezentate împreună deoarece analiza lor este asemănătoare.

Scopul acestui paragraf este de a determina tensiunea continuă la ieșire V_0 și de a estima dispersia acestei tensiuni funcție de dispersiile diferiților parametri.

Valoarea tensiunii V_0 , în condiții de imperechere ideală este importantă pentru a nu introduce sistematic în amplificatoarele operaționale o valoare medie nenulă a tensiunii de decalaj. Dispersia acestei tensiuni se reflectă în dispersia tensiunii de decalaj și acest lucru devine cu atît mai important, cu cît amplificarea A pe lanțul intrare-ieșire a etajului cu sarcină activă, este mai mică:

$$\sigma_{V_i} = \sigma_{V_0}/A, \quad (10)$$

unde σ_{V_i} este dispersia semnalului de intrare datorată dispersiei σ_{V_0} a tensiunii V_0 .

Etajele cu sarcină activă au, de obicei, tensiunea V_0 impusă de etajul următor. În acest caz se înlocuiește etajul următor cu un generator de curent, dîndu-se astfel posibilitatea excursiei nestînjinite a tensiunii V_0 .

Dacă această tensiune se așează la o altă valoare decît cea impusă din exterior, atunci apare cu siguranță o tensiune de decalaj nenulă la intrare, [5].

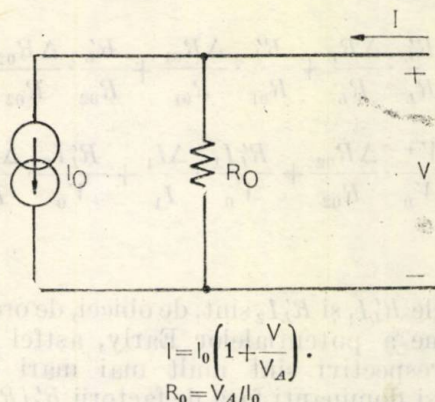


Fig. 4. Modelul de curent continuu la ieșire pentru componentele active din figura 3.

Conform paragrafelor 1 și 2 toate elementele active se pot modela în curent continuu cu schema din figura 4. V_A este potențialul Early. Curentul I_0 este:

$$I_0 = I_s \exp V_{BE}/Vq, \quad (11)$$

pentru tranzistoarele bipolare,

$$I_0 = K(V_{GS} - V_T)^2, \quad (12)$$

pentru tranzistoarele MOS, unde:

I_s este curentul de saturație; $Vq = KT/q$; V_T — tensiunea de prag; K — parametru de câștig [6].

Schema echivalentă, în curent continuu, a etajului cu sarcină activă este prezentată în figura 5. Toate tensiunile se consideră față de V^- . Prin superpoziție se poate scrie:

$$V_0 = R'_L (I_2 - I_1 + V^+/R_{02}), \quad (13)$$

cu:

$$R'_L = R_L \parallel R_{01} \parallel R_{02}.$$

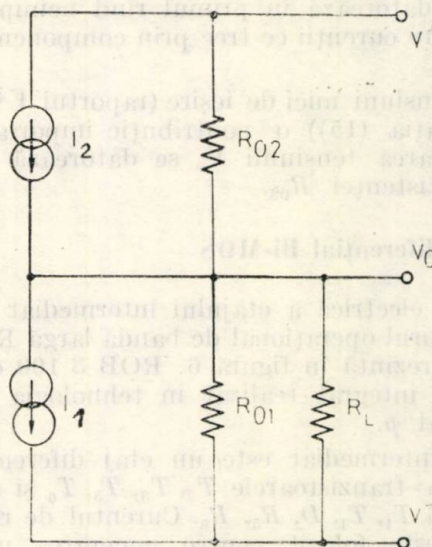


Fig. 5. Modelul de curent continuu la ieșire pentru etajele cu sarcină activă din figura 3.

Presupunând variații relativ mici, astfel încât pentru $|x|, |y| < 0,1$ $(1+x)^{-1} \approx 1-x$, $(1+x)(1+y) \approx 1+x+y$ și atribuind lui R_L valoarea $R_L + \Delta R_L$ etc., rezultă:

$$\begin{aligned} \frac{\Delta V_0}{V_0} = & \frac{R'_L}{R_L} \cdot \frac{\Delta R_L}{R_L} + \frac{R'_L}{R_{01}} \cdot \frac{\Delta R_{01}}{R_{01}} + \frac{R'_L}{R_{02}} \cdot \frac{\Delta R_{02}}{R_{02}} + \\ & + \frac{R'_L}{R_{02}} \cdot \frac{V^+}{V_0} \cdot \frac{\Delta R_{02}}{R_{02}} + \frac{R'_L I_1}{V_0} \cdot \frac{\Delta I_1}{I_1} + \frac{R'_L I_2}{V_0} \cdot \frac{\Delta I_2}{I_2}. \end{aligned} \quad (14)$$

Mărimile $R'_L I_1$ și $R'_L I_2$ sînt, de obicei, de ordinul de mărime a potențialelor Early, astfel încât factorii respectivi sînt mult mai mari decît unitatea și dominanți față de factorii R'_L/R_L , R'_L/R_{01} , R'_L/R_{02} care sînt subunitari. Expresia (14) se poate simplifica:

$$\begin{aligned} \frac{\Delta V_0}{V_0} = & \frac{R'_L}{R_{02}} \cdot \frac{V^+}{V_0} \cdot \frac{\Delta R_{02}}{R_{02}} + \frac{R'_L I_1}{V_0} \cdot \frac{\Delta I_1}{I_1} + \\ & + \frac{R'_L I_2}{V_0} \cdot \frac{\Delta I_2}{I_2}. \end{aligned} \quad (15)$$

Cazul particular cel mai des întîlnit este $I_1 = I_2$ și $R'_L V^+/R_{02} V_0 \ll R'_L I_1/V_0$ (însă $\Delta I_1 \neq \Delta I_2$ deoarece abaterile provin din surse diferite):

$$\Delta V_0 = R'_L (\Delta I_1 + \Delta I_2), \quad (16)$$

$$\sigma_{V_0}^2 = R'_L (\sigma_{I_1}^2 + \sigma_{I_2}^2). \quad (17)$$

Se desprind următoarele concluzii utile în proiectare:

— abaterea tensiunii V_0 de la valoarea ideală se datorează în primul rînd neîmperecherii dintre curenții ce trec prin componentele active;

— la tensiuni mici de ieșire (raportul V^+/V_0 mare, relația (15)) o contribuție importantă la modificarea tensiunii V_0 se datorează dispersiei rezistenței R_{02} .

4. Etaj diferențial Bi-MOS

Schema electrică a etajului intermediar din amplificatorul operațional de bandă largă ROB 3100 se prezintă în figura 6. ROB 3100 este un circuit integrat realizat în tehnologia Bi-MOS canal p .

Etajul intermediar este un etaj diferențial format din tranzistoarele T_2, T_3, T_5, T_6 și sarcina activă T_1, T_4, D, R_5, R_6 . Curentul de referință I_1 este folosit pentru generarea unui curent optim I_2 de polarizare a etajului diferențial, prin intermediul oglinzilor de curent

T_8, T_9 și T_{10}, T_{11} . Reacția negativă care permite pătrunderea curentului prestabilit I_2 în ramurile etajului diferențial este determinată de legarea grilelor tranzistoarelor T_5, T_6 în colectorii tranzistoarelor T_9, T_{10} .

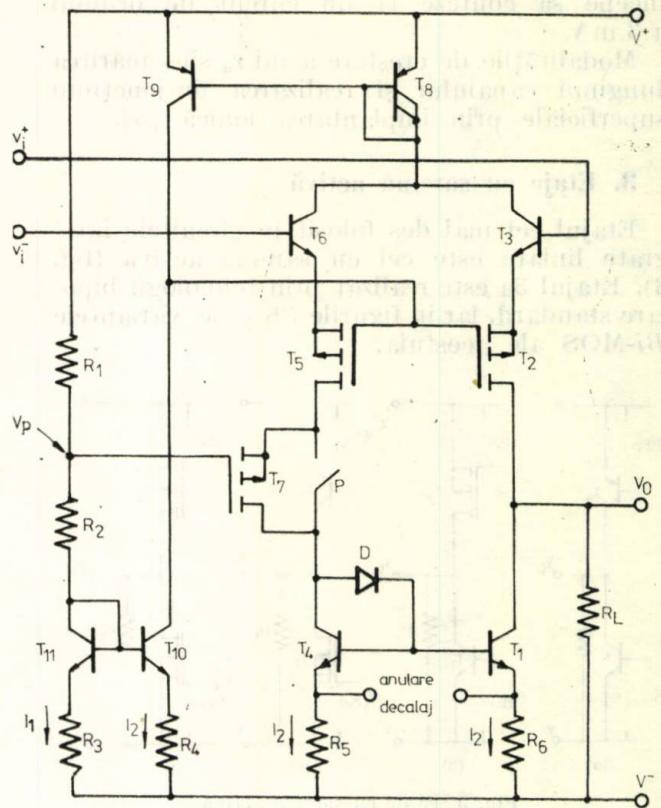


Fig. 6. Etajul intermediar din amplificatorul operațional ROB 3100 (comutatorul P în poziție deschis).

Cu comutatorul P închis, schema echivalentă în curent alternativ a etajului diferențial se prezintă în figura 7. Prin înlocuirea tranzistoarelor MOS canal p cu tranzistoare bipolare pnp etajul este asemănător cu etajul de intrare din amplificatorul operațional $\beta A741$. O consecință a acestui fapt este analiza electrică asemănătoare a celor două etaje [7, 8, 9]. Modul de stabilire a amplificării în tensiune este schițat în figura 7. Curenții prin ramuri se determină cu relațiile:

$$g_{mB} v_B = g_{mM} v_M, \quad (18)$$

$$v_B + v_M = v_{id/2}. \quad (19)$$

Avînd în vedere inegalitatea $g_{mM} \ll g_{mB}$ amplificarea în tensiune este:

$$A_u = 2 \frac{V_{AM}}{(I_2/k)^{1/2}} \frac{R_{0L}}{R_{0L} + V_{AM}/I_2}, \quad (20)$$

unde: V_{AM} — este potențialul Early pentru tranzistorul T_2 definit de relația (4):

$$R_{0L} = R_L / r_{01}(1 + g_{mB}R_6).$$

Numitorul relației (20) are un minim pentru:

$$I_2 = V_{AM} / R_{0L}. \quad (21)$$

Pentru această valoare a curentului, A_u are un maxim:

$$A_u = (KV_{AM}R_{0L})^{1/2}. \quad (22)$$

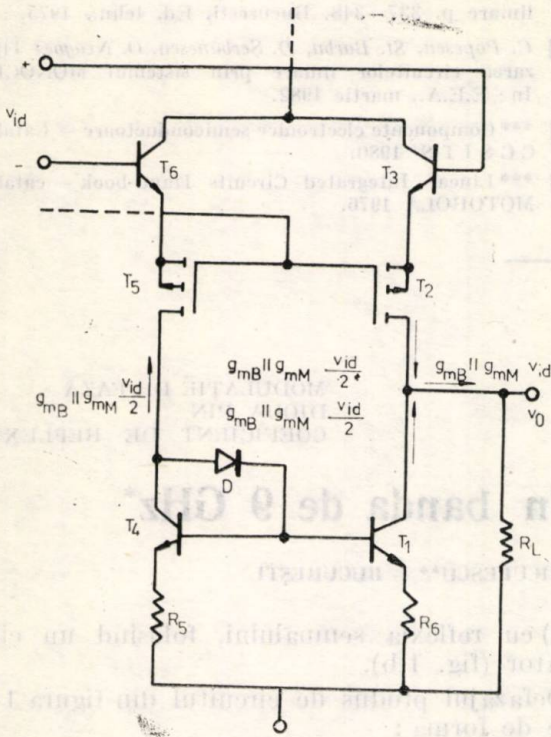


Fig. 7. Circuit pentru ilustrarea câștigului în tensiune pentru etajul din figura 6.

Valoarea curentului nu este critică: pentru o variație de 2:1 a curentului, A_u scade cu cel mult 5%, iar pentru o variație de 4:1 A_u scade cu cel mult 20% față de valoarea maximă. În acest domeniu curentul I_2 poate fi optimizat pentru creșterea vitezei de urmărire a semnalului la ieșire și a benzii de frecvențe fără ca acest lucru să ducă la scăderea sensibilă a amplificării de joasă frecvență.

Cu comutatorul P închis, tensiunea ideală la ieșire se așează la valoarea tensiunii din colectorul tranzistorului T_4 . Această tensiune poate să nu fie compatibilă cu tensiunea de curent continuu cerută de etajul de ieșire, rezultând un decalaj de tensiune sistematic la intrare. Pentru anularea acestui decalaj se introduce etajul de deplasare a nivelului format în esență din tranzistorul T_7 și rezistoarele

R_1 , R_2 . Dacă tensiunea de curent continuu la intrarea etajului de ieșire este V_0 atunci tensiunea în grila lui T_7 se calculează cu relația:

$$V_p = V_0 - V_T - (I_2/K_7)^{1/2}, \quad (23)$$

unde: V_T — tensiunea de prag;

K_7 — parametrul de câștig pentru tranzistorul T_7 .

Ținând seama de relația (23) se dimensionează în mod corespunzător raportul rezistențelor R_1 și R_2 .

5. Discuții și rezultate experimentale

Etajul Bi-MOS analizat a fost modelat cu ajutorul matricelor cu componente integrate din setul de proiectare MONOCIP, realizat la CCSITS [10]. S-a urmărit să se obțină specificațiile din foaia de catalog pentru circuitul CA 3100 [12]. Alimentarea este de ± 15 V. Tranzistoarele NPN au un potențial Early de 100 V, iar tranzistoarele MOS de 60 V. $R_{0L} \approx R_L$ și R_L este impus de etajul final din CA 3100 de 300 K. Din relația (21) rezultă $I_2' = 0,2$ mA. Se alege $I_2 = 3I_2'$ pentru îmbunătățirea performanțelor de viteză. Cu un K pentru T_2 și T_5 de $60 \mu A/V^2$, din relația (22), $A_u = 33$, valoare identică cu cea din bibliografie [12].

Tensiunea V_0 este impusă de 16,5 V (față de V_-). Tensiunea de prag este $-1,7$ V și K_7 este de $30 \mu A/V^2$. Din relația (23) rezultă $V_p = 10,3$ V. Se consideră pentru I_2 o dispersie de 5% ($30 \mu A$). Din relația (17) $\sigma_{V_0} = 4,9$ V. Amplificarea tipică de joasă frecvență pentru CA 3100 este de 60 dB. Din relația (10) rezultă $\sigma_{V_0} = 4,9$ mV, valoare în concordanță cu specificația de 5 mV din foaia de catalog.

Prin modelarea experimentală s-au obținut amplificări de joasă frecvență în domeniul $25 \div 35$, urmărindu-se variația acestei amplificări la modificarea curentului I_2 . S-a observat modificarea tensiunii de ieșire odată cu modificarea tensiunii V_p . Rezultatele experimentale obținute confirmă corectitudinea aproximațiilor de proiectare deduse în cadrul acestui articol.

6. Concluzii

Abordarea proiectării electrice a circuitelor integrate liniare realizate prin tehnologia Bi-MOS ridică probleme noi față de proiectarea electrică a circuitelor liniare realizate prin tehnologiile bipolare standard. Spre exemplu, deși în capitolul 4 analiza etajului diferențial Bi-MOS se face pe arhitectura cunoscută a etajului diferențial bipolar asemănător, relația (20) indică pentru amplificarea în tensiune o relație de tip maxim plat, funcție de curentul de polarizare. Acest lucru nu este valabil pentru etajele

bipolare în care amplificarea de tensiune crește odată cu creșterea curentului de polarizare.

Lucrarea prezintă formule de calcul pentru rezistența de ieșire în saturație a tranzistoarelor MOS, necesare pentru proiectarea circuitelor liniare Bi-MOS.

Se analizează în continuare etaje Bi-MOS cu sarcină activă și un etaj diferențial Bi-MOS. Pornind de la analiza etajelor bipolare cunoscute, se obțin, în final, relații de proiectare specifice circuitelor Bi-MOS.

Rezultatele experimentale obținute pe loturi de tranzistoare și prin modelarea cu matrice de componente integrate confirmă justetea relațiilor de proiectare obținute.

Bibliografie

- [1] M. Polinsky, S. Graf; Mos-Bipolar monolithic integrated circuit technology. In: I.E.E.E. Journal of SSC, 1974.
- [2] L. R. Avery; Mixed discipline monolithic integrated circuits bipolar, MOS and COS/MOS tehnologies and catures trends. In: RFA Solid State, 1976.

- [3] G. Merkel, J. Borel, N. Cupcea: An accurate large signal MOST model for use in computer aided design. In: Laboratoire de Microélectronique Sescosem France, 1971.
- [4] A. S. Grove: Fizica și tehnologia dispozitivelor semiconductoare. Cap. XI. București, Ed. tehn. 1973.
- [5] N. Marinescu, ș.a. Fidelitatea față de model: proiectare ușoară dar riscantă. In EEA, martie 1982.
- [6] W. M. Penney, L. Lau. MOS integrated circuits p. 60—93. In: V.N.R. 1972.
- [7] . . Gray, R.G. Meyer: Analysis and design of analog integrated circuits. John Wiley Sons 1977.
- [8] J.E. Solomon: The monolithic OPAMP: A tutorial study. In: I.E.E.E. Journal of S.S.C., dec. 1974.
- [9] C. Bulucea, M. Vais, H. Profeta. Circuite integrate liniare p. 337—348, București, Ed. tehn., 1975.
- [10] C. Popescu, St. Barbu, D. Șerbănescu, O. Neagoe: Tipizarea circuitelor liniare prin sistemul MONOCIP. In: E.E.A., martie 1982.
- [11] *** Componente electronice semiconductoare — Catalog C C S I T S 1980.
- [12] *** Linear Integrated Circuits Hand-book — catalog MOTOROLA 1976.

CZ 621.37.029.6

MODULAȚIE DE FAZĂ
DIODA PIN
COEFICIENT DE REFLEXIE

Modulator binar de fază în banda de 9 GHz*

VALENTIN BUICULESCU, CRISTINA BUICULESCU** — BUCUREȘTI

Introducere

Modulatoarele de fază care funcționează la frecvențe fixe sau în benzi înguste de frecvență în domeniul microundelor au o construcție simplă, bazată pe una dintre schemele prezentate în figura 1. Se constată existența a două tipuri fundamentale de circuite defazoare:

a) cu comutarea semnalului pe linii cu lungimi electrice diferite (fig. 1 a);

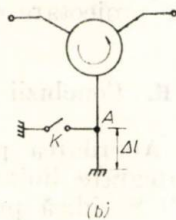
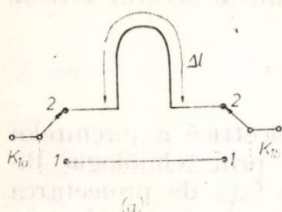


Fig. 1. Circuite defazoare: a — cu comutarea semnalului pe linii cu lungimi diferite; b — cu reflexia semnalului.

* Lucrare prezentată la ediția a 5-a a Conferinței Anuale de Semiconductoare a ICCE, Timișu de Sus, 7—9 oct 1982.

** Centrul de cercet. șt. și ing. tehnologică pentru semiconductoare (CCSITS) — București.

b) cu reflexia semnalului, folosind un circulator (fig. 1 b).

Defazajul produs de circuitul din figura 1 a este de forma:

$$\Delta\Phi = k \Delta l / \lambda, \quad (1)$$

unde k este o constantă a circuitului, Δl este diferența dintre lungimile celor două linii de transmisiune și λ este lungimea de undă corespunzătoare frecvenței de lucru.

Pentru schema din figura 1b, defazajul suplimentar introdus de linia cu lungimea Δl în perioadele în care comutatorul k este deschis se poate scrie:

$$\Delta\Phi = 2k \Delta l / \lambda, \quad (2)$$

unde mărimile au aceeași semnificație ca mai sus. Factorul 2 apare din cauza drumului dus-întors al semnalului față de punctul A, în care se conectează comutatorul pe linia în scurt-circuit.

Citeva avantaje și dezavantaje ale celor două tipuri de circuite sînt sintetizate în tabelul de mai jos.

Tabelul 1

Criterii de comparație	Fig. 1 a	Fig. 1 b
1 Dimensiuni (defazorul propriu-zis)	=	=
2 Posibilități de ajustare (reglaj)	—	+
3 Complexitatea circuitului de comandă	—	+
4 Preț de cost (fără circuit de comandă)	+	—

+ avantajos
— dezavantajos
= echivalent

Comparația prezentată nu epuizează toate criteriile ce trebuie luate în considerație la alegerea unei scheme de circuit defazor; de asemenea, în funcție de frecvență, balanța parametrilor se poate schimba (de exemplu, la frecvențe sub 2...3 GHz, dimensiunile circulațoarelor devin foarte mari, crescând gabaritul circuitelor cu reflexia semnalului).

1. Dispozitivul comutator

Elementele comutatoare în circuitele pentru obținerea modulației de fază sînt, în general, diode pin; doar modulatorile cu funcționare prin reflexia semnalului și variație continuă a defazajului se construiesc cu diode varactor.

Frecvența de lucru ridicată (aproximativ 9 GHz) a modulatorului binar a impus un studiu preliminar al impedanței care se poate obține la bornele unei diode pin în capsulă F 47 (catalog Thomson-CSF), folosită la CCSIT-S, deoarece elementele reactive din schema echivalentă (fig. 2.a) nu permit obținerea unui comutator ideal. Pentru valori minime $L_s = 0,5$ nH și $C_j = C_p = 0,1$ pF rezultă, la frecvența de 9 GHz, reactanțele $X_L = +j28,3$

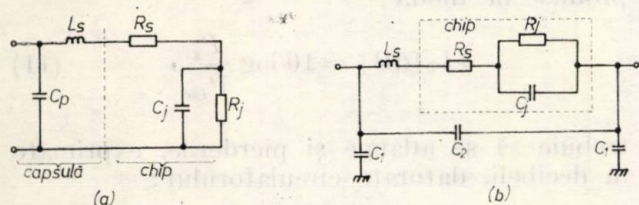


Fig. 2. Schemele echivalente ale diodelor pin: a—montate în capsulă coaxială; b—sub formă de chip, pe o linie microstrip.

ohmi și $X_C = -j177$ ohmi care, în serie sau paralel cu o linie de transmisiune avînd impedanța caracteristică $Z_0 = 50$ ohmi, nu dau efecte nete de întrerupere sau scurtcircuitare. Chiar și o diodă sub formă de cip, montată

în serie pe o linie microstrip, prezintă elemente reactive parazite importante (fig. 2 b). Din această cauză a fost aleasă schema de modulator care funcționează prin reflexia semnalului, cu circulator (fig. 1 b), în care elementele reactive parazite au un rol funcțional.

Alt factor de care trebuie să se țină seama la alegerea tipului de diodă este viteza maximă de comutație, care determină atît disipația dispozitivului (la circuitele de mare putere), cît și eroarea de fază (la frecvențe ridicate de modulație).

Dioda cea mai convenabilă pentru modulatorul de fază în banda X, din producția curentă a CCSIT-S, este ROV 211, cu următoarele caracteristici:

$$V_{BR}(I_R = 10 \mu A) = 60 \text{ V (minim);}$$

$$R_s(I_F = 100 \text{ mA; } f = 1 \text{ GHz}) = 1 \text{ ohm (maxim);}$$

$$C_j(V_R = 0 \text{ V; } f = 1 \text{ MHz}) = 0,15 \text{ pF (tipic);}$$

$$t_r(I_F = 10 \text{ mA; } I_R = 100 \text{ mA}) = 5 \text{ ns (maxim).}$$

Acest dispozitiv, fiind de tipul „zero-bias punch-through”, prezintă și avantajul unei independențe aproape totală a valorii C_j de polarizare inversă, astfel că nu sînt necesare precauții deosebite la stabilizarea tensiunilor de comandă.

În figura 3 sînt reprezentate, în zonele hașurate, variațiile de impedanță pentru mai

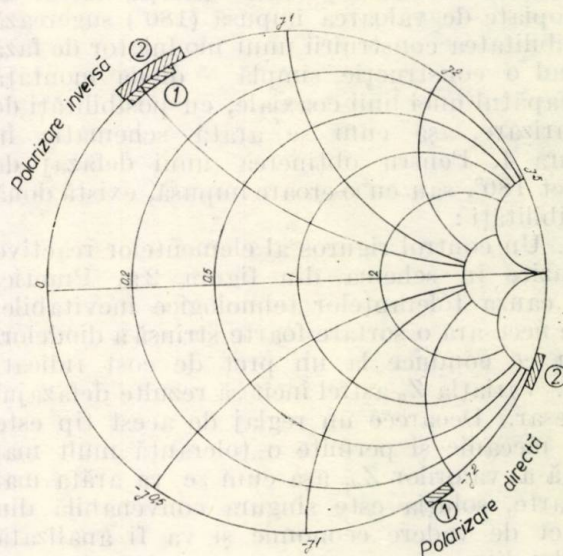


Fig. 3. Variația impedanței la diodele ROV 211, în două variante constructive.

multe diode pin ROV 211, la polarizare directă și inversă ($I_F = 10$ mA și, respectiv, $V_R = -10$ V), realizate în două variante. Măsurătorile s-au efectuat la frecvența de 9 GHz, pe o linie cu fantă (slot-line), diodele fiind montate în capătul unei linii coaxiale avînd $Z_0 =$

= 50 ohmi [1] (fig. 4). Referința este considerată la planul AA' .

2. Proiectarea modulatorului de fază

Coefficientul de reflexie la planul AA' al liniei de transmisiune din figura 4 este:

$$\Gamma = \frac{Z_a - Z_0}{Z_a + Z_0}, \quad (3)$$

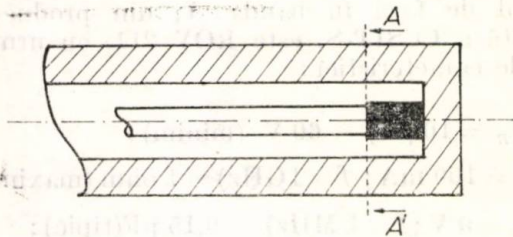


Fig. 4. Montarea diodei pin pentru măsurători de impedanță.

unde Z_0 este impedanța caracteristică a liniei și Z_a este impedanța la bornele diodei. Înlocuind Z_a cu valorile măsurate în condiții de polarizare directă și inversă (conform datelor din fig. 3) se constată variații de fază de $(-18,9^\circ \dots -26^\circ)$ și $(114,6^\circ \dots 132,5^\circ)$, respectiv $(-55^\circ \dots -61,6^\circ)$ și $(119,5^\circ \dots 131,3^\circ)$ pentru cele două variante. Aceste variații, destul de apropiate de valoarea impusă (180°) sugerează posibilitatea construirii unui modulator de fază având o construcție simplă — dioda montată în capătul unei linii coaxiale, cu posibilități de polarizare, așa cum se arată schematic în figura 4. Pentru obținerea unui defazaj de exact 180° , sau cu o eroare impusă, există două posibilități:

a. Un control riguros al elementelor reactive parazite în schema din figura 2a. Practic, din cauza toleranțelor tehnologice inevitabile, este necesară o sortare foarte strînsă a diodelor, ceea ce conduce la un preț de cost ridicat.

b. Variația Z_0 astfel încît să rezulte defazajul necesar. Deoarece un reglaj de acest tip este pur mecanic și permite o toleranță mult mai largă a valorilor Z_a , așa cum se va arăta mai departe, soluția este singura convenabilă din punct de vedere economic și va fi analizată în detaliu.

Fie Z_{a1} și Z_{a2} impedanțele la bornele unei diode polarizată în conducție directă și, respectiv, în conducție inversă. Condiția de defazaj 180° se scrie ca:

$$\arg(\Gamma_1) = \arg(\Gamma_2) + \pi. \quad (4)$$

Dar:

$$Z_{ak} = R_k + jX_k (k=1;2).$$

Înlocuind în (3) rezultă:

$$\arg(\Gamma_k) = \arctg \frac{2X_k Z_0}{R_k^2 - Z_0^2 + X_k^2}. \quad (5)$$

Se introduce (5) în (4) și, după efectuarea calculelor, se obține expresia exactă:

$$Z_0^2 = X_1 X_2 + \frac{X_1 R_2^2 + X_2 R_1^2}{X_1 + X_2}. \quad (6)$$

Deoarece:

$$\text{sign } X_1 = -\text{sign } X_2, \quad (7)$$

ar fi necesar un studiu al semnelui părții drepte din relația (6) și realizabilitatea fizică a modelului pentru toate valorile posibile ale R_k și X_k . În cazul folosirii unor diode pin de calitate ($R_1, R_2 \rightarrow 0$), (6) se simplifică mult, devenind:

$$Z_0^2 = |X_1 X_2|. \quad (8)$$

Modulul apare din cauza semnelor diferite ale celor două reactanțe. În plus, condiția $R_1, R_2 \rightarrow 0$ este chiar impusă de necesitatea de a avea pierderi de inserție minime și o modulație parazită de amplitudine cît mai redusă.

2.1. Calculul pierderilor de inserție

Datele obținute direct din măsurătorile de impedanță efectuate asupra diodelor pin se pot prelucra pentru calculul pierderilor de inserție datorate părții rezistive a Z_a . Puterea reflectată de diodă este:

$$P_r = \left(\frac{\sigma - 1}{\sigma + 1} \right)^2 P_{inc} = |\Gamma|^2 P_{inc}, \quad (9)$$

unde:

$$\sigma = VSWR = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|} \quad (10)$$

și P_{inc} este puterea incidentă. La pierderile produse de diodă:

$$IL_a[\text{dB}] = 10 \log \frac{P_r}{P_{inc}}, \quad (11)$$

trebuie să se adauge și pierderile, exprimate în decibeli, datorate circulatorului:

$$IL_{tot}[\text{dB}] = IL_a[\text{dB}] + IL_{circ}[\text{dB}]. \quad (12)$$

2.2. Calculul modulației parazite de amplitudine

Valorile modulelor coeficienților de reflexie sînt diferite pentru cele două stări de polarizare ale diodelor pin, ceea ce produce o modulație parazită de amplitudine. Forma de undă rezultantă la ieșirea circulatorului este reprezentată în figura 5.

Gradul de modulație m se calculează folosind relația :

$$m = \frac{U_M - U_m}{U_M + U_m}, \quad (13)$$

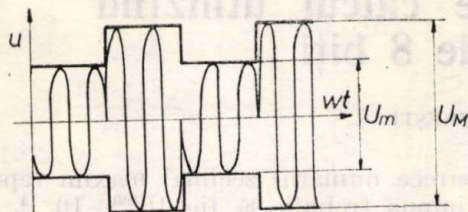


Fig. 5. Evidențierea modulației parazite de amplitudine.

4. Rezultate experimentale

Modulatorul de fază este folosit într-un sistem de microunde care lucrează pe impedanța caracteristică $Z'_0 = 50$ ohmi. Transformarea la valoarea necesară diodei pin utilizate (a se vedea (8)) se face cu ajutorul unui tronson de linie în $\lambda/4$ (fig. 6), avînd impedanța caracteristică Z_{tr} , conform relației :

$$Z_{tr}^2 = Z_0 Z'_0 = 50 |X_1 X_2|. \quad (14)$$

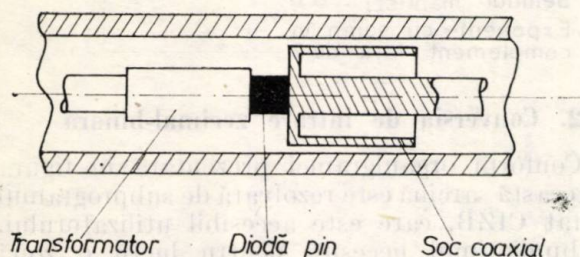


Fig. 6. Secțiune prin modulatorul de fază (partea de microunde).

Considerînd cazurile extreme din figura 3, rezultă, pentru cele două variante de diode :

1) $Z_0 = 70,2 \dots 101$ ohm ; $Z_{tr} = 69,3 \dots 71$ ohm,

2) $Z_0 = 43,6 \dots 53,2$ ohm ; $Z_{tr} = 46,6 \dots 51,5$ ohm.

Construcția modulatorului este coaxială, cu conector SMA la intrare ; semnalul de comandă se introduce printr-un conector BNC, decuplarea semnalului de microunde făcîndu-se printr-un șoc coaxial (fig. 6). O particularitate a acestui modulator constă în faptul că, pentru simplificarea construcției mecanice, polarizarea diodei pin, care este în serie cu conductorul central al întregii structuri, impune existența unei căi de închidere a curentului la poarta de intrare-ieșire a semnalului de microunde. Aceasta poate fi, de exemplu, terminația care se montează la poarta izolată a unui circulator cu patru porți, un tronson de linie în scurtcircuit etc. Curentul care polarizează în direct dioda pin trebuie limitat la 40 mA.

Reglajul modulatorului de fază se face pe o linie cu fantă ; precizia determinării defazajului este mai bună de $\pm 0,6^\circ$. Gradul de modulație de amplitudine este mai mic de 1% pentru majoritatea diodelor pin încercate, iar pierderile de inserție calculate (fără circulator) sînt mai mici de 1,3 dB.

Un factor important în menținerea unei modulații de amplitudine minime îl reprezintă izolarea circulatorului, care trebuie să fie cît mai bună, fapt posibil într-o bandă îngustă de frecvențe cu un circulator cu 4 porți.

4. Concluzii

Aplicarea unei metode originale de analiză și proiectare a permis realizarea, cu performanțe bune, a unui circuit modulator de fază pentru microunde, utilizînd numai materiale și componente fabricate în țară. Circuitul de reglaj al fazei, care acționează asupra valorii Z_{tr} , permite o toleranță largă a parametrilor diodelor pin folosite. Dioda pin ROV 211 asigură o frecvență de modulație peste 10 MHz, la o putere a semnalului de microunde pînă la 100 mW.

Bibliografie

- [1] Rulea, G. Tehnica microundelor, București, Ed. didactică și pedagogică, 1981.

CZ 621.3.018 : 518.5 : 511

BIBLIOTECA ARITMETICĂ FUNCȚII
DUBLĂ PRECIZIE VIRGULĂ MOBILĂ
MICROPROCESOARE 8 BIȚI

Biblioteca aritmetică și de funcții în virgulă mobilă—dublă precizie pentru sistemele de calcul utilizând microprocesoare de 8 biți

VICTOR G. TATOIU* — BUCUREȘTI

Introducere

Apariția și răspîndirea rapidă a microprocesoarelor în țara noastră a dus la dezvoltarea unei largi familii de mini și micro calculatoare avînd la bază microprocesorul INTEL 8080. Ca parte componentă a soft-ware-ului furnizat odată cu Felix M18 sau M118 se află și o bibliotecă aritmetică, scrisă în Assembler ce permite compilatoarelor de Fortran, Basic sau Cobol să efectueze operații aritmetice și să calculeze un număr de funcții cu o precizie de 7 cifre zecimale, manipulînd numere avînd exponentul în gama ± 18 .

Necesitatea realizării unui calculator electronic programabil de birou care să efectueze operațiile aritmetice și un număr de 20 funcții cu o precizie de 14 zecimale, lucrînd cu numere avînd exponentul în gama ± 99 , a dus la realizarea unei noi și perfecționate biblioteci aritmetice și de funcții care, adaptată ulterior condițiilor specifice de folosire pe sistemele existente Felix M18 și M118, poate fi implementată pe acestea sau pe oricare alt sistem utilizînd microprocesoare.

Această bibliotecă, prezentată pe scurt în cele ce urmează, este realizată ca o sumă de module relocatabile avînd adresa de bază furnizată de utilizator și lucrează în binar virgulă mobilă pe 8 octeți cu respectarea modurilor de lucru și a mesajelor de eroare specificate în manualul de utilizare a bibliotecii FTPLK. Timpii de lucru variază între 160%, în cel mai defavorabil caz și 80%, în cel mai favorabil, din timpii ceruți de FTPLK pentru realizarea în simplă precizie a aceleași sarcini.

1. Reprezentarea internă a numerelor

Convenția utilizată pentru reprezentarea internă în binar virgulă mobilă a numerelor prevede ca mantisa, în cod direct, să fie normalizată la stînga, cu semnul memorat separat, iar exponentul, cu semn, să fie memorat în complement față de 2, respectînd relația:

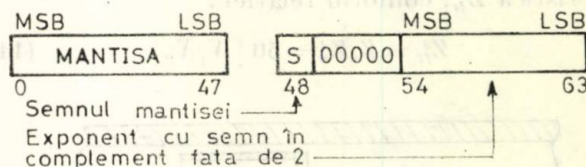
$$N = s \cdot M \cdot 2^E, \quad 0,5 \leq M \leq 1 - 10^{-14}.$$

Reprezentînd mantisa pe 48 biți se obține o precizie de aproximativ $3,55 \cdot 10^{-15}$.

Deoarece numărul zecimal maxim reprezentabil impus trebuia să fie $10^{100} - 10^{-14}$, exponentul binar maxim este 332, iar numărul maxim reprezentabil este $(1 - 3,55 \cdot 10^{-15}) \cdot 2^{332} = 8,7490028991325 \cdot 10^{99}$.

Deoarece numărul zecimal minim reprezentabil impus trebuia să fie $1 \cdot 10^{-99}$, exponentul binar minim este -327, iar numărul minim reprezentabil este $0,5 \cdot 2^{-327} = 1,8287798258316 \cdot 10^{-99}$.

Atunci, reprezentarea internă a numărului va avea aspectul figurii de mai jos.



2. Conversia de intrare zecimal-binară

Conform organigramei prezentată în figura 1 această sarcină este rezolvată de subprogramul notat CIZB, care este accesibil utilizatorului. Subprogramul necesită pentru lucru o zonă RAM de 29 octeți în aceeași pagină desemnată prin registrele H și C , $(H, C - 2) \div (H, C + 26)$. Numărul convertit va fi depus la adresa specificată de registrele H și L . Caracterele alfanumerice sînt preluate pe rînd prin intermediul acumulatorului și în funcție de interpretarea lor se determină logica de conversie, aceasta permițînd utilizarea oricărei forme restrînse de comunicare a numărului zecimal derivînd din forma generală:

$$N = s(M_1 \dots M_k) \cdot (M_{k+1} \dots M_n) E s N_1 N_2 Space.$$

În cazul introducerii numerelor de la consolă, mai mult de jumătate din procedura de conversie se realizează secvențial sincron cu apăsarea tastelor. Apariția terminatorului „Space” determină conversia finală care necesită puțin timp suplimentar peste timpul fizic de manipulare a consolei.

Conversia începe cu o parte de pregătire a zonei de memorie RAM alocată, iar cu ajutorul subrutinei TN (fig. 2) aduce partea întregă a numărului. Subrutina TN , la această apelare, sesizează semnul mantisei și se așteaptă să primească un șir de cifre pînă la primul

* Inst. de cercet. șt. și ing. tehnologică pentru tehnică de calcul — București.

delimitator de câmp pe care îl memorează. După primirea fiecărei cifre, la cifra M_i , calculează valoarea numărului deja introdus.

$$M_1 \dots M_i = (((M_1 \cdot 10 + M_2) \dots \cdot 10 + M_{i-1}) \cdot 10 + M_i, \text{ testînd de fiecare dată depășirea.}$$

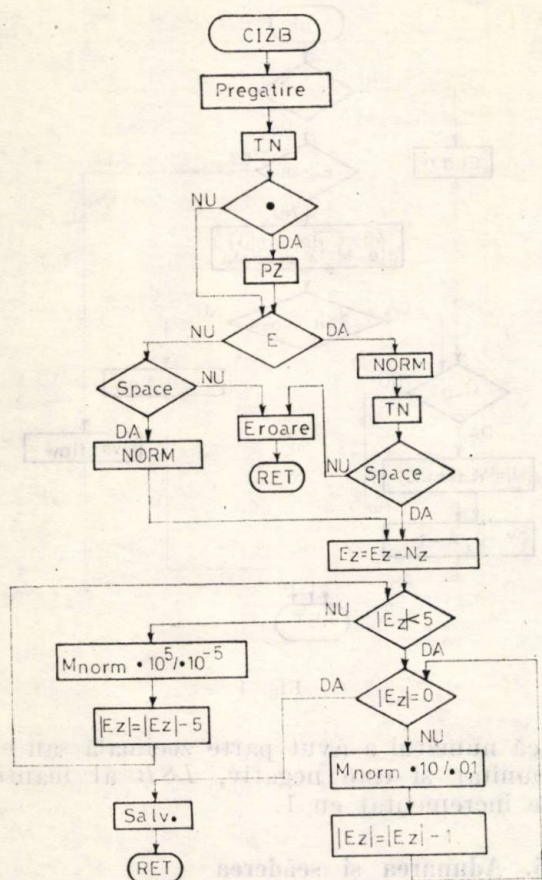


Fig. 1

În continuare, CIZB, dacă constată prezența punctului zecimal, apelează din nou la TN , prin punctul PZ , pentru a primi și restul de cifre ale mantisei $M_1 \dots M_n$ considerată întreagă, contorul cu valoarea $N_z = n - k$ arătînd numărul de cifre zecimale.

Apariția lui „E” determină normalizarea mantisei prin deplasarea la stînga pînă cînd $MSB=1$, ceea ce determină și apariția unui exponent după relația :

$$M = 0 \dots 0 B_i B_{i+1} \dots B_{47} / 2^0 = \\ = B_i B_{i+1} \dots B_{47} 0 \dots 0 / 2^{48-i} = M_{norm}$$

și apelarea din nou a lui TN pentru a primi și exponentul zecimal. Identificarea terminatorului $Space$ determină conversia finală care începe cu micșorarea lui E_z datorită celor N_z cifre zecimale și continuă cu înmulțirea binară în virgulă mobilă a mantisei și exponen-

tului M_{norm} cu 10^{E_z} , la sfîrșitul operației salvîndu-se numărul astfel convertit.

Apariția în cadrul șirului de caractere, a unui caracter ilegal este semnalată ca eroare,

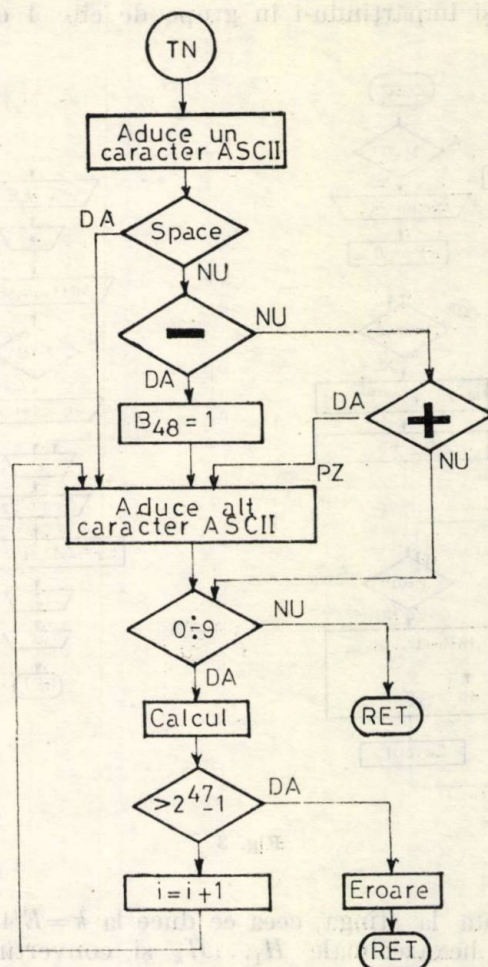


Fig. 2

lucru care se întîmplă și la depășirea numerelor maxim sau minim reprezentabile.

3. Conversia de ieșire binar-zecimală

Conversia este realizată de un subprogram accesibil utilizatorului, notat COBZ pe organigrama prezentată în figura 3. Folosește aceeași zonă de RAM ca și CIZB, desemnată la fel, numărul de convertit fiind luat de la adresa specificată de registrele H , L . Se verifică mantisa $M=0$, caz în care se memorează codul lui 0 (000000000000002BA). Dacă $M \neq 0$, se convertește ASCII semnul mantisei și se formează un octet din semnul exponentului binar și exponent zecimal nul, $sE_z=0$. Dacă exponentul binar E nu provine doar din normalizarea mantisei, se calculează exponentul zecimal E_z ca fiind numărul de împărțiri, dacă $E > 0$, respectiv de înmulțiri, dacă $E < 0$,

cu 10 000 ale numărului de convertit până când $0 < E \leq 48$.

Dacă $E \neq 0$, printr-un proces invers celui de normalizare, se determină mantisa zecimală luând în considerație cei mai semnificativi E biți și împărțindu-i în grupe de câte 4 de la

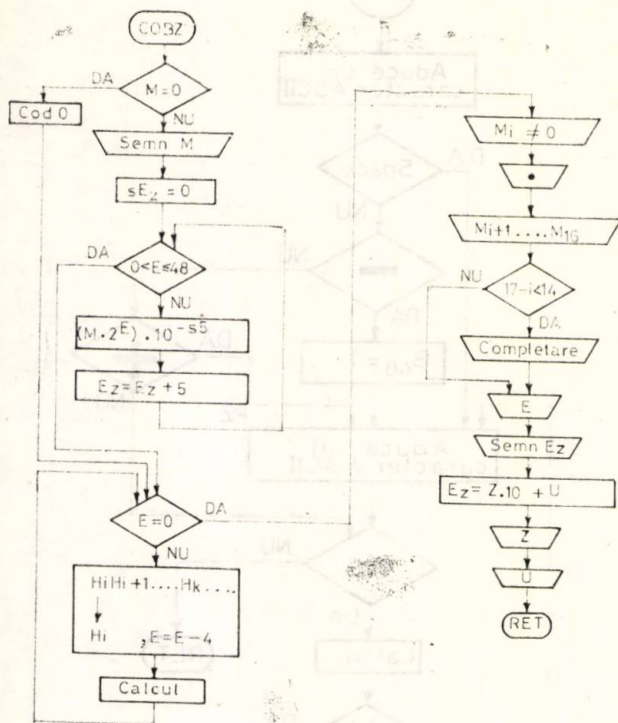


Fig. 3

dreapta la stînga, ceea ce duce la $k = E/4 + 1$ cifre hexazecimale $H_1 \dots H_k$ și convertindu-i în BCD prin înmulțiri zecimale cu 16, după relația :

$$M_z = (((((H_1 \cdot 16) + H_2) \dots) \cdot 16 + H_{k-1}) \cdot 16 + H_k = 0 \dots 0 M_i M_{i+1} \dots M_{16}.$$

Se caută apoi prima cifră $M_i \neq 0$, se convertește ASCII urmată de codul ASCII al punctului zecimal și se convertește și restul de $16-i$ cifre. Dacă numărul de cifre convertite este inferior lui 14, cifrele ce lipsesc sînt calculate pe baza celor $48-E$ biți nefolosiți ai mantisei normalizate.

După conversia simbolului exponentului E și a semnului, pentru a converti cele 2 cifre ale exponentului, se consideră relația :

$$E = \sum_{i=0}^Z 10^i + U,$$

unde Z este cifră zecilor, iar U , cifra unităților.

4. Conversia real-întreg

Subprogramul, accesibil utilizatorului, este notat cu *CRI* în figura 4 și asigură conversia real-întreg a numerelor în gama $0 \div \pm 2^{47} - 1$ prin $48-E$ deplasări ale mantisei la dreapta.

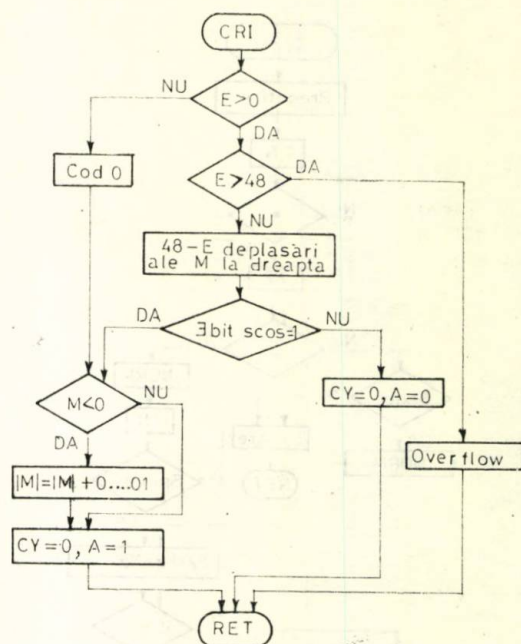


Fig. 4

Dacă numărul a avut parte zecimală sau este subunitar și este negativ, *LSB* al mantisei este incrementat cu 1.

5. Adunarea și scăderea

Sînt realizate de subprogramul notat *ADSC* în figura 5. Operandul A se află la adresa H , L , operandul B la adresa H , B , iar rezultatul C va fi trecut în locul operandului A , pentru lucru fiind necesari încă doi octeți de la adresa H, C . Dacă A și B nu au același exponent, mantisa operandului mai mic este deplasată la dreapta un număr egal de pași cu diferența dintre exponenți, obținînd astfel operanzi cu același exponent.

Blocul de logică compară mantisele și în funcție de semn și operație determină 4 ramuri :

a — adunare între operanzi de același semn sau scădere între operanzi de semn contrar, ceea ce duce la adunarea mantiselor ;

b — scăderea a doi operanzi de același semn, primul avînd mantisa mai mare, ceea ce duce la scăderea mantiselor ;

c — scăderea a doi operanzi de același semn, primul avînd mantisa mai mică, ceea ce duce la inversarea operanzilor și scăderea mantiselor lor ;

d — mantise egale, cu semne contrare la adunare sau același semn la scădere, ceea ce duce la rezultat nul.

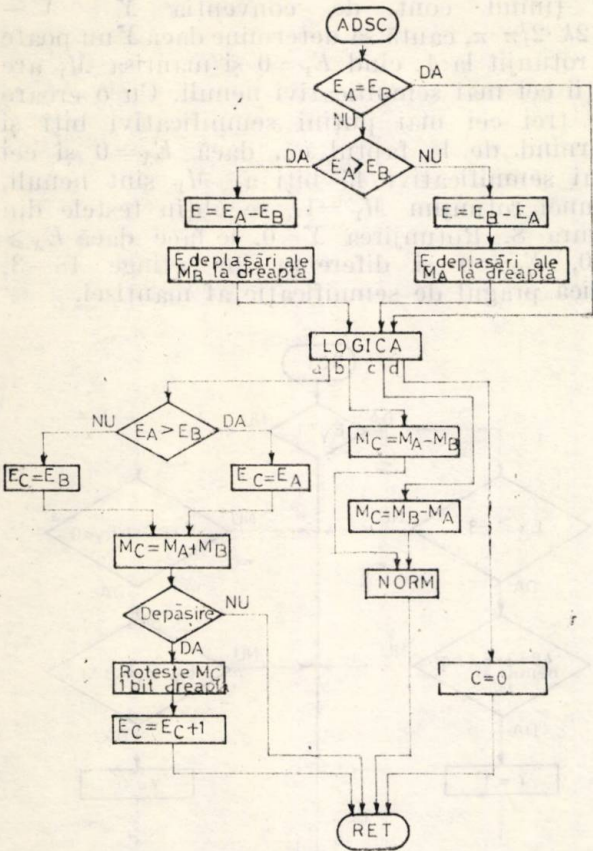


Fig. 5

6. Înmulțirea

Operația de înmulțire a numărului A , adresat prin registrele H, L , cu numărul B , adresat de H, B , dă rezultatul C la adresa H, C și este efectuată de subprogramul INM . În figura 6 se poate urmări organigrama, menționându-se că operațiile efectuate asupra exponenților sînt condiționate de rezultatele testelor de over și underflow.

7. Împărțirea

Subprogramul, notat IMP în figura 7, lucrează cu 2 operanzi adresați ca și pentru INM și la fel ca înmulțirea are nevoie, în afara celor 24 octeți ai operanzilor, de încă un octet situat înaintea adresei de început a citului.

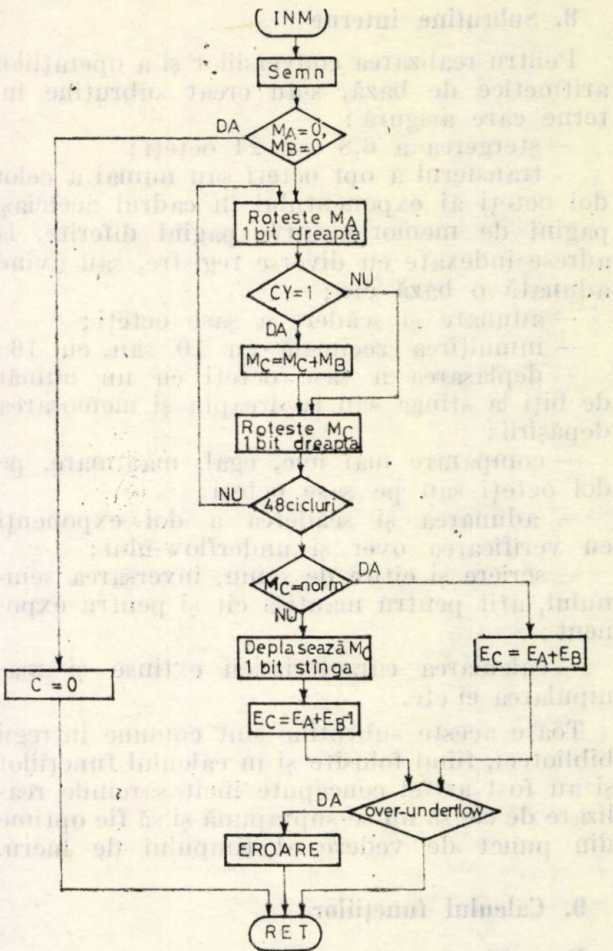


Fig. 6.

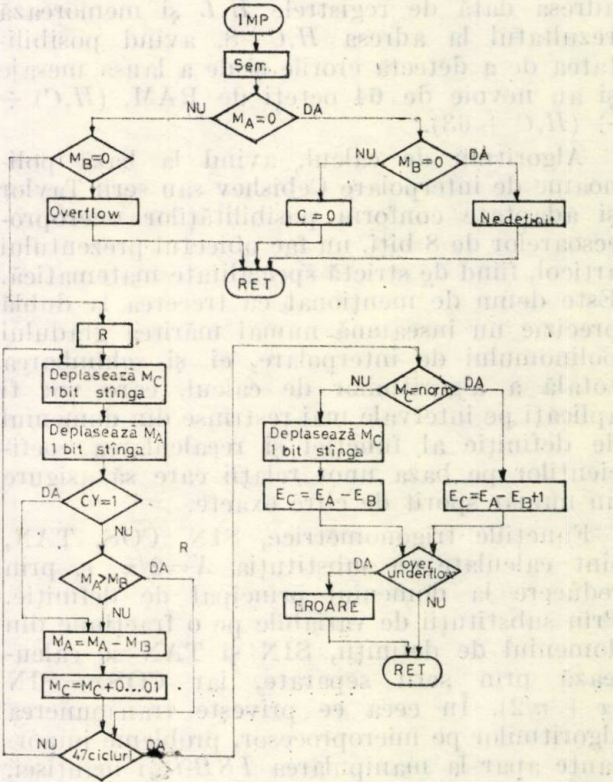


Fig. 7

8. Subrutine interne

Pentru realizarea conversiilor și a operațiilor aritmetice de bază, s-au creat subrutine interne care asigură:

- ștergerea a 6,8 sau 24 octeți;
- transferul a opt octeți sau numai a celor doi octeți ai exponentului în cadrul aceleiași pagini de memorie, între pagini diferite, la adrese indexate cu diverse registre, sau având adunată o bază etc;
- adunare și scădere a șase octeți;
- înmulțirea zecimală cu 10 sau cu 16;
- deplasarea a șase octeți cu un număr de biți la stînga sau la dreapta și memorarea depășirii;
- comparare mai mic, egal, mai mare, pe doi octeți sau pe șase octeți;
- adunarea și scăderea a doi exponenți cu verificarea over și underflow-ului;
- scriere și citire de semn, inversarea semnului, atât pentru mantisă cît și pentru exponent;

-- calcularea caracteristicii extinse și manipularea ei etc.

Toate aceste subrutine sînt comune întregii bibliotecii, fiind folosite și în calculul funcțiilor și au fost astfel concepute încît sarcinile realizate de ele să nu se suprapună și să fie optime din punct de vedere al timpului de lucru.

9. Calculul funcțiilor

Funcțiile de o singură variabilă, avînd același mod de apelare, găsesc argumentul la adresa dată de registrele H, L și memorează rezultatul la adresa $H, C+8$, avînd posibilitatea de a detecta erorile și de a lansa mesaje și au nevoie de 64 octeți de RAM, $(H, C) \div (H, C+63)$.

Algoritmii de calcul, avînd la bază polinoame de interpolare Cebishev sau serii Taylor și adaptate conform posibilităților microprocesoarelor de 8 biți, nu fac obiectul prezentului articol, fiind de strictă specialitate matematică. Este demn de menționat că trecerea la dublă precizie nu înseamnă numai mărirea gradului polinomului de interpolare, ci și schimbarea totală a algoritmilor de calcul, care vor fi aplicați pe intervale mai restrînse din domeniul de definiție al funcției și recalcularea coeficienților pe baza unor relații care să asigure un număr sporit de cifre exacte.

Funcțiile trigonometrice, SIN, COS, TAN, sînt calculate cu substituția $X=2/\pi \cdot x$, prin reducere la domeniul principal de definiție. Prin substituții de variabile pe o fracțiune din domeniul de definiție, SIN și TAN se calculează prin serii separate, iar $\text{COS} x = \text{SIN}(x + \pi/2)$. În ceea ce privește transpunerea algoritmilor pe microprocesor, probleme importante apar la manipularea ISR -i ai mantisei,

pentru a determina rotunjirea la 0 sau 1 virgulă mobilă, corespunzător valorilor particulare ale funcțiilor. Pentru aceasta, o subrutină specializată, notată ROT în figura 8 și ținînd cont de convenția $Y = X - 2k \cdot 2/\pi \cdot \pi$, caută să determine dacă Y nu poate fi rotunjit la 1. cînd $E_Y=0$ și mantisa M_Y are biții cei mai semnificativi nenuli. Cu o eroare de trei cei mai puțini semnificativi biți și pornind de la faptul că, dacă $E_X=0$ și cei mai semnificativi 45 biți ai M_Y sînt nenuli, atunci rotunjim $M_Y=1$, se obțin testele din figura 8. Rotunjirea $Y=0$, se face dacă $E_X \geq 0$, $E_Y < 0$ și diferența lor atinge 48-3, adică pragul de semnificație al mantisei.

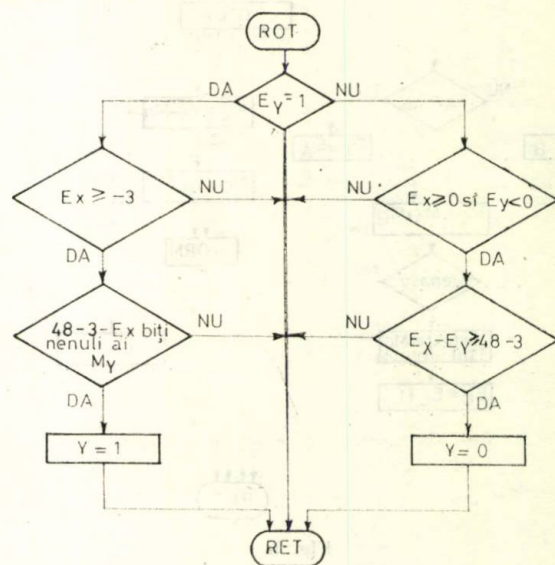


Fig. 8

ATAN se calculează pentru argument subunitar, prin substituții, pe opt intervale, avînd memorate valorile funcției în punctele $k/8$, iar ASIN și ACOS sînt calculate folosind relațiile de transformare în ATAN.

SQR folosește un algoritm cu patru iterații de tip Newton-Raphson, pe baza unei prime aproximații calculată precis, astfel încît timpul de lucru al subprogramului nu este influențat de mărirea argumentului.

FACT folosește opt valori $(8k-1)!$ memorate și execută numai înmulțirile cu numerele ce se află între valoarea memorată corespunzătoare și argument, ducînd astfel la timpi foarte scurți de calcul.

Pentru calculul EXP se reduce exponențiala la puteri întregi ale lui 2 și la calculul prin serie Taylor modificată a lui 2 la o putere cuprinsă între -0,5 și 0,5.

Atît LN cît și LG se află prin transformare în logaritm în bază 2 care este calculat printr-o serie de gradul 6 pe baza unor substituții de variabile.

Subprogramele de ridicare a unui număr oarecare sau a lui 10 la o putere aplică regulile cunoscute de calcul cu ajutorul logaritmului natural și al exponențialei, funcția Y^X fiind de două variabile, găsește pe Y la adresa H, L , iar pe X la H, B .

Funcțiile hiperbolice SH, CH, TH și inversele lor ASH, ACH și ATH sint calculate pe baza formulelor de definiție cu exponențiale și logaritmi, cu unele modificări și artificii necesare pentru sporirea vitezei și evitarea depășirilor.

Coeficienții seriilor cit și diverse alte constante interne au fost astfel converțiți încât să asigure valorile particulare ale funcțiilor fără rotunjiri (ex. : 0, 0,5, 1, 2, π/k), cit și asimptotele $\pm\infty$, să sesizeze depășirea domeniilor de definiție și mai ales stabilitatea rezultatului la aplicarea repetată a secvenței funcție-funcție inversă.

Concluzii

Biblioteca aritmetică prezentată, cu toate facilitățile, a fost inițial concepută la Institutul de tehnică de calcul pentru un calculator electronic programabil de birou. Adaptarea ei ulterioară pentru lucrul pe sistemele Felix M18, 118 în aceleași condiții ca și biblioteca actual livrată de întreprinderea de calculatoare electronice, cit și răspîndirea masivă în cele mai diverse domenii ale economiei naționale ale acestor sisteme ne îndreptătesc să credem că, pentru aplicații științifice și tehnice ce necesită o mare precizie de calcul și un număr sporit de funcții, introducerea acestei biblioteci în cadrul soft-ware-ului de bază concomitent cu modificarea compilatoarelor pentru a permite și lucrul în dublă precizie este un lucru care ar duce la creșterea posibilităților și implicit a competitivității acestor sisteme.

Anexe

Timpii medii de lucru, în ms, ai subprogramelor :

CIZB	— 25 + $k(7 \div 20)$ ms/ $10^{\pm 10}$
COZB	— 25 + $k(7 \div 20)$ ms/ $10^{\pm 10}$
ADSC	— 3(1 $\div$ 7)
SIN	— 240
ASIN	— 550
EXP	— 190
SH	— 210
INM	— 12(9 $\div$ 15)
COS	— 250
ACOS	— 580
LN	— 230
CH	— 210
CRI	— 1,2
IMP	— 17(13 $\div$ 21)
TAN	— 330
ATAN	— 250
LG	— 230
TH	— 250
ASH	— 500
10^x	— 200
FACT	— 75(25 $\div$ 120)
ACH	— 500
Y^x	— 410
ATH	— 300
SQR	— 230

Bibliografie

- [1] Chu, Yaohan. Bazele proiectării calculatoarelor numerice. București, Editura tehnică, 1968.
- [2] Ralston, A. A First Course in Numerical Analysis. New York, Mc Graw-Hill Book Co., 1965.
- [3] *** Biblioteca aritmetică MC8/MC80 — Manual de utilizare.
- [4] *** FTPLK.SOU — Sursa bibliotecii aritmetice MC8/MC80.
- [5] *** IBM 370/30 Arithmetic Library. User's Manual.
- [6] *** CII IRIS 50. Specifications de realisation de la bibliothèque scientifique et de la bibliothèque Fortran.

CZ 621.3.018

MICROPROCESOR
INTERFAȚĂ

Multiplexor asincron cu opt linii

VASILE RUS* — CLUJ-NAPOCA

Introducere

Multiplexorul asincron cu opt linii este o interfață serie asincronă controlată de program, care se poate conecta la INTERBUS-ul calculatoarelor din seria I-100. Poate fi utilizat în diverse aplicații de transmisie asincronă a datelor atât în apropiere, cit și la dis-

tanță ca : procese de calcul în timp real, rețele de calculatoare, concentratoare de date. Lucrul la distanță se poate efectua prin modem, interfața avînd pentru fiecare linie semnalele necesare conform cu standardele EIA-RS-232 C/CCITT-V24. Legăturile la distanță sint cele de tipul „full-duplex” și „half-duplex”. Interfața nu suportă legături de tipul „half-duplex” care necesită canale secundare de transmisie și recepție. Nu există restricții cu privire la

* I.T.G. — Filiala Cluj-Napoca.

lucrul în apropiere sau la distanță, orice linie suportând ambele posibilități.

Vitezele de transmisie și recepție sînt cuprinse între 50 și 9 600 baud. Caracterul transmis sau recepționat poate avea lungimea de 5, 6, 7, 8 biți, cu sau fără bit de paritate și

În figura 2 se prezintă schema-bloc a interfeței din care reies părțile componente ce vor fi tratate pe rînd în lucrarea de față.

1. Unitatea de comandă (UC)

Unitatea de comandă este microprogramată și este construită în jurul seriei AMD 2900

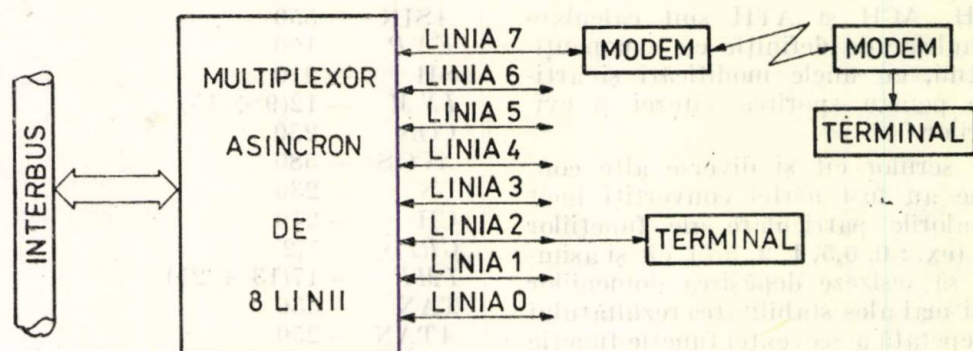


Fig. 1. Modul de legare la INTERBUS.

cu 1; 1,5 sau 2 biți de stop. Toate posibilitățile de mai sus sînt programabile pentru fiecare linie în parte în configurația dorită, interfața fiind compatibilă soft cu modulul DZ-11 din seria PDP-11 [1].

Descriere

Modul de legare a interfeței la INTERBUS este redat în figura 1. Se poate observa atît modul de lucru în apropiere (local), cit și cel de la distanță.

Pentru a putea lucra cu programele calculatorului interfața are următoarele registre, care pot fi înscrise sau citite de program, după cum urmează :

Registru	Adresa	Lungimea	Tipul
1. Registrul de control și stare (RCS)	16XXX0	cuvînt	citire/scriere
2. Registrul de linii și parametri (RLP)	16XXX2	cuvînt	numai scriere
3. Registru buffer de recepție (RBUF)	16XXX2	cuvînt	numai citire
4. Registrul de transmisie și control (RTC)	16XXX4	octet	citire/scriere
5. Registrul Data Terminal Ready (RDT)	16XXX5	octet	citire/scriere
6. Registrul bufer de transmisie (TBUF)	16XXX6	octet	numai scriere
7. Registrul Break (RBK)	16XXX7	octet	numai scriere
8. Registrul Ring (RING)	16XXX6	octet	numai citire
9. Registrul Carrier (CAR)	16XXX7	octet	numai citire

Nu se dă semnificația fiecărui bit din registrele de mai sus, dar cînd se va face referire la ele li se va explica rolul, intrucît se prezintă o descriere hard a interfeței. Amănunte în această privință se găsesc în [1] din bibliografie.

a firmei AMD, din care s-au întrebuițat următoarele circuite : Am 2910, Am 2901 și Am 2918 în configurația din figura 3.

Structura UC este cunoscută, iar amănunte asupra ei se dau în [2] din bibliografie. Lungimea cuvîntului de microprogram este de 48 biți, fiind structurat pe cîmpuri afectate următoarelor funcțiuni : comenzi, comenzi ALU, comenzi pentru controlul de microprogram, comenzi de alegere condiții test și zonă dedicată adreselor de salt.

Frecvența clock-ului este de 5,068 MHz și este aceeași cu frecvența USART-urilor.

Structura microprogramelor este dată în figura 4.

Microprogramul de inițializare este apelat la conectarea tensiunii de alimentare sau la activarea semnalului INIT de pe INTERBUS. El realizează inițializarea interfeței prin încărcarea cu 0 a registrelor, prin inițializarea USART-urilor și prin pregătirea interfeței pen-

tru a putea răspunde la apelurile UC. Microprogramul dedicat unei linii are o parte pentru recepție și una pentru transmisie. El cercetează starea unei linii în ordinea descrescătoare a priorității (de la 7 la 0). Aici se con-

stată dacă o linie este gata să transmită un caracter sau are recepționat un caracter.

Pentru partea de recepție se caută dacă există un caracter recepționat. Dacă da, se citește caracterul din USART-ul respectiv, se

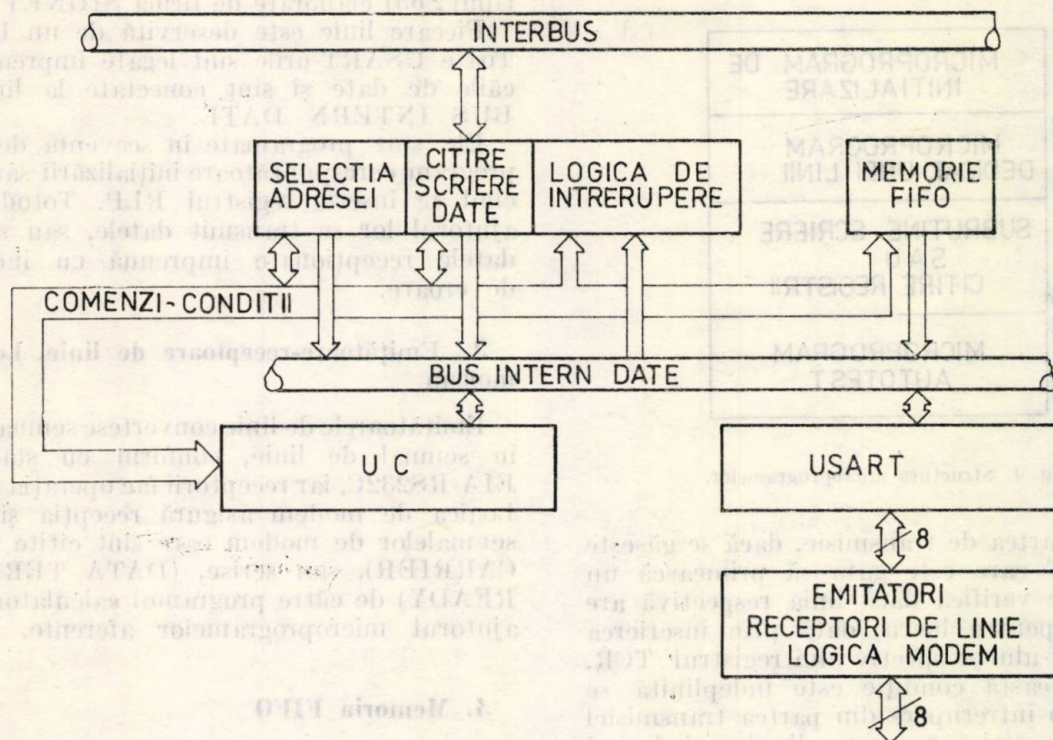


Fig. 2. Schema-bloc a interfeței.

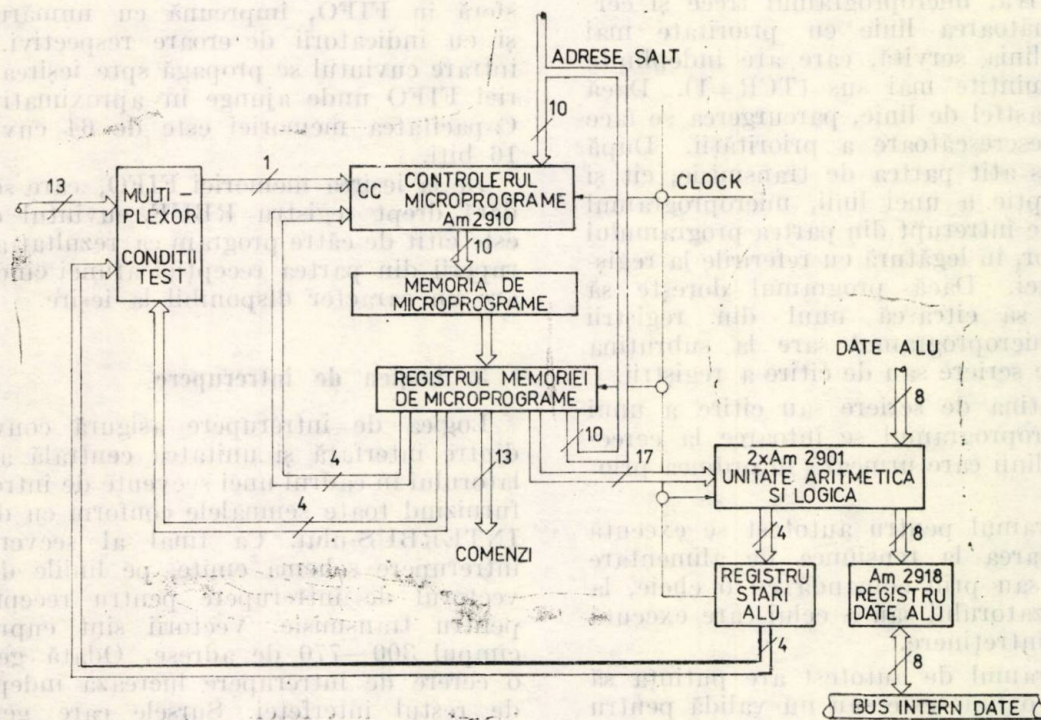


Fig. 3. Configurația unității de comandă.

depune în FIFO alături de numărul liniei și următorii indicatori de eroare: de paritate, cadență și suprapunere (PARITY, FRAMING, OVERRUN). Totodată, dacă există condiții se generează o întrerupere din partea recepției.

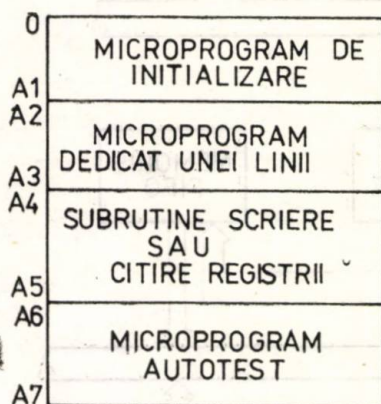


Fig. 4. Structura microprogramelor.

Pentru partea de transmisie, dacă se găsește un USART care este gata să primească un caracter, se verifică dacă linia respectivă are autorizare pentru lucru, dată prin înscriserea cu 1 a bit-ului respectiv din registrul TCR. Dacă și această condiție este îndeplinită se generează o întrerupere din partea transmisiei și se oprește aici parcurgerea liniilor până când linia respectivă este încărcată cu un caracter. Dacă programul a încărcat un caracter pentru linia respectivă, microprogramul trece și cercetează următoarea linie cu prioritate mai mare decât linia servită, care are îndeplinite condițiile amintite mai sus (TCR=1). Dacă nu există o astfel de linie, parcurgerea se face în ordine descrescătoare a priorității. După ce a parcurs atît partea de transmisie, cît și cea de recepție a unei linii, microprogramul acceptă să fie întrerupt din partea programului din calculator, în legătură cu referirile la registrul interfeței. Dacă programul dorește să înscrie sau să citească unul din regiștrii interfeței, microprogramul sare la subrutina respectivă de scriere sau de citire a regiștrii.

Din subrutina de scriere sau citire a unui registru microprogramul se întoarce la cercetarea acelei linii care urmează în ordinea priorității.

Microprogramul pentru autotest se execută după conectarea la tensiunea de alimentare a interfeței sau prin comandă cu o cheie, la dorința utilizatorului sau a celui care execută operații de întreținere.

Microprogramul de autotest are putința să decidă dacă o linie este sau nu validă pentru transmisie și recepție și să dea unele informații despre alte părți ale interfeței.

2. USART-uri

Transmisia și recepția-serie a datelor se realizează cu circuite integrate LSI specializate, denumite USART (Universal Synchronous Asynchronous Receiver Transmitter), de tipul 2651 elaborate de firma SIGNETICS [3].

Fiecare linie este deservită de un USART. Toate USART-urile sînt legate împreună prin căile de date și sînt conectate la liniile de BUS INTERN DATE.

Ele sînt programate în secvența de microprogram corespunzătoare inițializării sau atunci cînd se înscrie registrul RLP. Totodată, cu ajutorul lor se transmit datele, sau se obțin datele recepționate împreună cu indicatorii de eroare.

3. Emițătoare-receptoare de linie. Logică de modem

Emițătoarele de linie convertesc semnalul TTL în semnal de linie, conform cu standardul EIA-RS232C, iar receptorii fac operația inversă. Logica de modem asigură recepția și emisia semnalelor de modem care sînt citite (RING, CARRIER), sau scrise, (DATA TERMINAL READY) de către programul calculatorului cu ajutorul microprogramelor aferente.

4. Memoria FIFO

Dacă microprogramul dedicat unei linii a găsit o linie (respectiv USART-ul afectat) care are un caracter disponibil, atunci îl transferă în FIFO, împreună cu numărul liniei și cu indicatorii de eroare respectivi. De la intrare cuvîntul se propagă spre ieșirea memoriei FIFO unde ajunge în aproximativ 1 μ s. Capacitatea memoriei este de 64 cuvinte de 16 biți.

De la ieșirea memoriei FIFO, care se consideră drept registru RBUF, cuvîntul de date este citit de către program ca rezultat al întreruperii din partea recepției atunci cînd FIFO are un caracter disponibil la ieșire.

5. Logica de întrerupere

Logica de întrerupere asigură conversația dintre interfață și unitatea centrală a calculatorului în cadrul unei secvențe de întreruperi, furnizînd toate semnalele conform cu definiția INTERBUS-ului. Ca final al secvenței de întrerupere schema emite, pe liniile de date, vectorul de întrerupere pentru recepție sau pentru transmisie. Vectorii sînt cuprinși în cîmpul 300—770 de adrese. Odată generată, o cerere de întrerupere lucrează independent de restul interfeței. Sursele care generează întreruperea sînt: transmisia și recepția. Recepția poate întrerupe pe caracter sau la 16 caractere.

tere (opțiunea programabilă), recepționate pentru a nu solicita calculatorul [4].

6. Selecția adresei

Asigură recunoașterea de către interfață a uneia din adresele registrelor sale și, totodată, decodifică comanda de execuție, citire sau scriere de registru și prelucrează informațiile în legătură cu formatul datelor (octet sau cuvint).

Domeniul de alegere a adreselor este 160 000 + 177 770. Ca și vectorul de întrerupere adresele se pot programa cu ajutorul unor chei miniatură în funcție de configurația sistemului.

7. Citire-scriere de date

Logica de citire-scriere de date asigură transferul de date dintre interfață și program. Din partea interfeței transferul de date pe INTERBUS este gestionat de către UC prin BUS INTERN DATE. Ieșirea pe INTERBUS se realizează cu circuite multiplexoare (SN 74S257) și circuite specializate în lucru pe BUS (DM 8838).

Concluzii

Adoptarea soluției realizării interfeței U.C. microprogramată asigură următoarele avantaje: reducerea numărului de componente pe placă și a complexității circuitului imprimat, ușurarea introducerii autotestului, flexibilitate în întreținere și adaptabilitatea la cerințe noi.

Ca dezavantaje se pot enumera următoarele: unele citiri sau scrieri de registre au o durată de ordinul microsecundelor (4 μ s). Dar aceste durate se referă la registrele RCS (scrierea lui RCS) și RLP, operațiile respective efectuându-se la începutul lucrului cu interfața. Timpii de citire și scriere a datelor transmise sau recepționate sînt sub 1 μ s. Ori, cum operațiile de scriere-citire date sînt cele mai des efectuate se atenuează timpul mediu în care interfața ocupă unitatea centrală a calculatorului.

Bibliografie

- [1] Digital equipment corporation — Terminals and communications handbook, 1978.
- [2] Advanced micro devices, inc — catalog 1980.
- [3] Signetics — bipolar and MOS microprocessors, catalog 1978.
- [4] I.T.C. — Minicalculatorul I-100 — Manual de prezentare hardware.

CZ 621.3.018.72

MICROPROCESOARE DE 16 BIȚI
ARHITECTURĂ

Microprocesoare de 16 biți

DAN GÂRLAȘU* — BUCUREȘTI

Introducere

Microprocesoarele de 16 biți (MP) au apărut pe piață acum șase ani, prin comercializarea MP 9 900 (TEXAS INSTRUMENTS), 9 440 (FAIRCHILD), PACE (NATIONAL SEMI-CONDUCTORS) etc....

Aceste prime MP nu au beneficiat la momentul respectiv de sprijinul publicitar care le-ar fi putut furniza impactul meritat. Pe de altă parte, realizarea lor delicată și oarecum ciudată într-o vreme cînd de-abia începuse exploatarea intensivă a MP de 8 biți, a „derutat” pe utilizatorii potențiali.

Astăzi, recente progrese tehnologice au permis constructorilor de MP de 8 biți să dezvolte noua generație de 16 biți, care reprezintă, de fapt, o extrapolare a celor mai cunoscute produse de 8 biți.

Prin urmare, în capitolul 1 al prezentului articol, se încearcă o clasificare a MP de 16 biți și o prezentare generală a celor mai impor-

tanți reprezentanți ai lor și se expun unele probleme implicate de noua arhitectură.

În capitolul 2 se prezintă un studiu comparativ al MP din „noul val” (INTEL 8 086, ZILOG 8 000, MOTOROLA 68 000) la nivelul arhitecturii hardware, funcții de I/E , configurația registrelor, modurile de adresare și setul de instrucțiuni. Sînt puse în evidență diferențele între cele trei MP și sînt discutate preferințele ocazionale.

Ultima parte (cap. 3 și 4), cuprinde tendințe manifestate în acest domeniu, concluzii și o discuție asupra avantajelor noii familii, față de arhitectura de 8 biți.

1. Clasificare și prezentare, probleme ridicate de noua arhitectură

Prima generație de MP de 16 biți, apărută așa cum s-a menționat, acum șase ani, cuprinde:

— MP PACE produs de NATIONAL SEMI-CONDUCTORS, care a rezultat din concentrarea într-o capsulă a circuitelor sistemului

* IIRUC — București.

IMP 16. Realizat în tehnologie PMOS, acest MP este lent și, deci, puțin utilizat;

— MP 9 440 (FAIRCHILD — seria MICRO-FLAME). Acest MP, care actualmente nu mai este comercializat, emula setul de instrucțiuni al minicalculatorului NOVA 1 200 (DATA GENERAL);

— MP 9 900 produs de TEXAS INSTRUMENTS într-o capsulă cu 64 pini, se situează în josul gamei de minisisteme din seria 990. Este conceput pe o arhitectură de tip memorie-memorie. Figura 1 ilustrează absența regis-

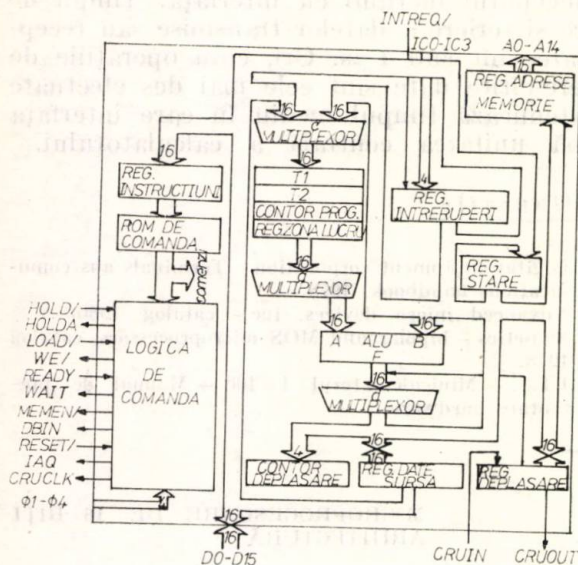


Fig. 1

trelor de lucru programabile, logica de interfațare a portului de intrare/ieșire, logica de tratare a întreruperilor și cea de conversie serie/paralelă. Doar trei registre sînt programabile: contorul de program (PC); registrul de stare (SR) și registrul zonei de lucru (WR). Magistralele de date și adrese nemultiplexate pot opera la o viteză de 4 MHz, folosind un tact cu patru faze. Registrele de lucru (16) sînt implementate în memorie și gestionate cu ajutorul registrului zonei de lucru (WR). Această gândire de proiectare este foarte utilă în aplicații, necesitînd tratarea frecventă a întreruperilor și comutarea de context.

Flexibilitatea sporită în programare, asociată cu comutarea de context, este însă contrabalansată de un timp de acces la registre mai mare, deoarece acestea sînt rezidente în memoria principală și nu pe același chip cu unitatea centrală.

Generația a 2-a, denumită „de tranziție”, este reprezentată de produse intermediare între 8 și 16 biți. Din punct de vedere intern arhitectura lor e structurată pe 16 biți (UAL și registre generale pe 16 biți). Privite din exterior, prezintă o magistrală pe octet. De aici rezultă o viteză mai scăzută decît la MP de

16 biți (pentru că extragerea unui operand necesită două cicluri de memorie, succesive) dar mai ridicată decît la MP de 8 biți, pentru că operațiile se execută pe 16 biți și există instrucțiuni suplimentare (înmulțire, împărțire).

Din această categorie fac parte:

— două MP derivate din 8 biți și înzestrate cu instrucțiuni și registre în plus. Este vorba de MOTOROLA MC 6 809 (derivat din 6 800) și 6 516 anunțat de SYNERTEK (derivat din 6 502). De remarcat că, dacă 6 800 și 6 502 se asemanau destul de mult, 6 809 și 6 516 prezintă și mai multe similitudini;

— două microprocesoare care nu reprezintă decît versiuni „mag de date externă pe 8 biți” ale unor MP de 16 biți și a căror set de instrucțiuni îl dețin. Se pot cita MP 9 980 (TEXAS) care corespunde lui 9 900 și 8 088 (INTEL), echivalentul lui 8 086. În cazul ultimului, accesul logic la un cuvînt de memorie (16 biți) se efectuează de manieră transparentă pentru utilizator.

În sfîrșit, noua generație de MP de 16 biți, realizată în tehnologie HMOS (INTEL 8 086, ZILOG 8 000, MOTOROLA MC 68 000), este concepută într-o arhitectură de tip registru-registru.

MCS 8 086 a fost conceput într-o structură cu un grad ridicat de paralelism: este format din două părți distincte — EXECUTION UNIT — (EU) sau unitatea de execuție și — BUS

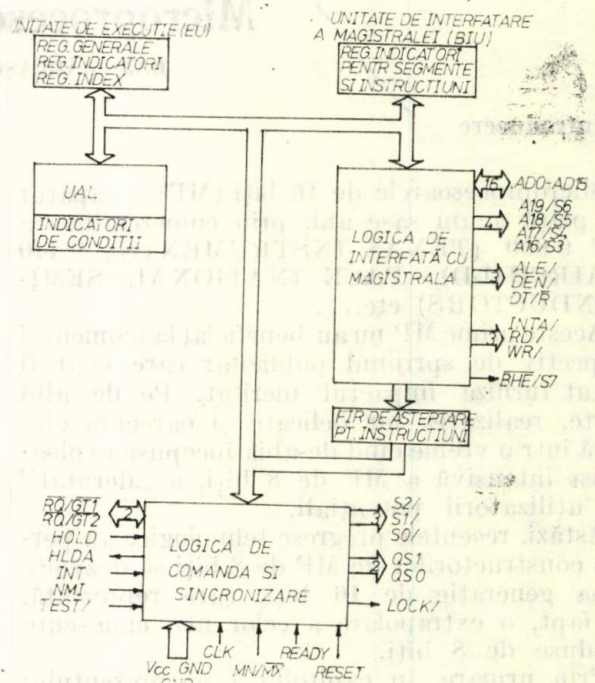


Fig. 2

INTERFACE UNIT — (BIU), adică unitatea de interfațare a magistralei, ambele coman-

date de o logică secvențială și funcționând în paralel. E.U. execută operațiile de bază, deoarece conține registrele de date și unitatea aritmetică și logică (UAL). E.U. primește instrucțiuni extrase anticipat de BIU și îi returnează adrese de operanți nerelocatați.

Scopul BIU este să elibereze E.U. de sarcina accesului la magistrală (acesta fiind un factor major în limitarea vitezei procesorului) și se realizează în două moduri:

— în primul rînd, BIU extrage anticipat instrucțiunile din memorie și le plasează într-o coadă de așteptare cu lungimea de 6 octeți, în vederea decodificării și execuției. În acest fel, E.U. nu trebuie să mai aștepte terminarea unui ciclu de magistrală înainte de a prelua o nouă instrucțiune;

— în al doilea rînd, BIU execută funcțiile în legătură cu extragerea și depozitarea operanzilor, relocatarea adreselor și comanda magistralei, toate aceste simultan cu E.U. — MP se prezintă sub forma unei capsule DIP cu 40 pini.

MP Z 8 000 produs de firma ZILOG, este disponibil în momentul de față în două versiuni:

— Z 8 002 realizat într-o capsulă cu 40 de pini cu posibilitatea de adresare limitată la 64 k — octeți;

— Z 8 001 produs într-o capsulă cu 48 de pini și reprezentînd o versiune „segmentată” a lui Z 8 000. Cu ajutorul unui circuit suplimentar MMU (Memory Management Unit) poate gestiona un spațiu de memorie de 16 M-octeți. Circuitul MMU controlează într-adevăr 24 biți de adresă fizică. Bineînțeles, Z 8 001 poate fi, de asemenea programat în modul „nsegmentat”. De remarcat faptul că acest sistem poate fi utilizat în două moduri fundamentale: modul „normal” (utilizator) și modul supervizor.

În modul supervizor toate instrucțiunile sînt disponibile fără excepție, în timp ce în modul normal numărul de instrucțiuni este restrîns la strictul necesar punerii la punct a unui program utilizator. Această concepție

Realizat de firma MOTOROLA, MP 68 000 conține aproximativ 70 000 componente active pe o suprafață de 42 mm²; (MC 6 800 integra în jur de 5 000) și este prezentat într-o capsulă DIP cu 64 de pini. Acest număr important de conexiuni exterioare oferă avantajele:

— adresării directe a unui important spațiu de memorie (23 linii de adresă = 8 megacuvinte de 16 biți);

— mag. de date de 16 linii fizice;

— mag. de comenzi completă, ceea ce ușurează folosirea circuitului (nu sînt necesare capsule suplimentare) și oferă resurse multiple în proiectarea de sisteme. Ca și în cazul Z 8 000, există cele două regimuri de lucru: supervizor și utilizator.

MP de 16 biți ridică probleme tehnice și economice atît la nivelul concepției, cît și al utilizării. Se va examina una din limitările importante în realizarea și utilizarea acestor dispozitive: numărul de pini/capsulă.

Cele mai cunoscute MP de 8 biți erau implementate în capsula cu 40 de pini. Pentru a trece la 16 biți sînt necesari, evident, 8 biți în plus, dacă se rămîne în limita a 64 ko adresabili, sau mai mulți, dacă se extinde acest spațiu. Pot exista, de asemenea, linii de comandă suplimentare. Această problemă și-a găsit două soluții:

1 — s-au acceptat mai mult de 40 de pini — există capsule de 48, 50 sau 64 pini DIL (dual in line) sau QIL (quad in line).

La nivelul utilizatorului dezavantajul este minim. Acesta trebuie doar să prevadă loc pe plăchete, lucru care trece neobservat în cazul unui sistem complex. Pentru fabricant, problema este mult mai dificilă, acesta fiind nevoit să renunțe la standardul de 40 de pini, ceea ce antrenează necesitatea utilizării unor echipamente de testare noi și costisitoare. Totuși problemele de cost sînt mai puțin acute în acest domeniu de „virf de gamă”, ceea ce explică opțiunea fermă a unor constructori pentru această soluție (TEXAS 9 900, MC 68 000);

2 — multiplexarea anumitor semnale; mai multe semnale (în principal două) împart același terminal (pin), fiecare funcție fiind activată la momente diferite.

Inconveniențele multiplexării sînt evidente: sistemul are nevoie de semnale de comandă sau de stare suplimentare; performanțele sînt diminuate, căci informația nu parvine periferiei integral decît după multiplexare (ceea ce necesită un surplus de circuite logice pentru memorarea externă a informațiilor multiplexate).

Mai multe strategii de multiplexare rezolvă în mod diferit inconvenientele precedente. Se poate cita multiplexarea adrese/date, date superioare/date inferioare, segmentarea, codificarea stărilor etc.

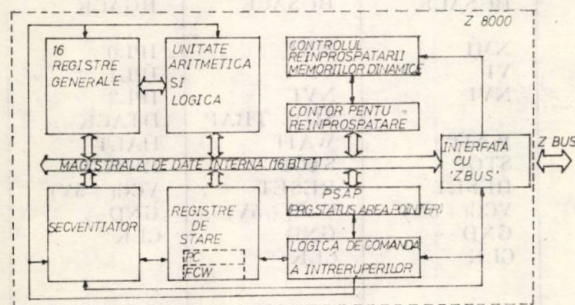


Fig. 3

sugerată de minicalculatoare oferă o securitate ridicată în funcționare. Organizarea internă a Z 8 000, este prezentată în figura 3.

2. Studiu comparativ între MP 8 086, Z 8 000 și MC 68 000

2.1. Arhitectura Hardware

O abordare a acestei probleme poate ataca o diversitate de concepte diferite și poate cuprinde o largă varietate de domenii de la precizarea funcțiilor la nivel de tranzistor și până la definirea sistemului în totalitate. În acest sens discuția de față va fi limitată la terminalele (pinii) de intrare și ieșire din capsule, accesibile inginerului proiectant de hardware.

Aruncind o privire asupra arhitecturii generale (fig. 2,3.) funcțiile de I/E pot fi împărțite în mai multe categorii. Ele sînt prezentate în tabelul 1 și discutate separat în secțiunile următoare (în cazul I 8 086 și Z 8 000 sînt prezentate ambele versiuni. Furnizăm pentru comparație și semnalele F 9 900 deși acest MP nu intră în discuție, după cum s-a văzut fiind conceput într-o altă arhitectură).

2.1.1. Magistrala de date/adrese

Fiecare MP oferă mijloace de transfer al datelor, de identificare a locației către care va avea loc transferul, ca și direcția acestuia. Transferul are loc pe mag. de adrese și date ale procesorului.

I 8 086 și Z 8 000 folosesc o mag. de date și adrese multiplexată la care o adresă plasată pe magistrală este însoțită de un strob pentru a indica utilizatorului momentul cînd adresa este stabilă. Datele sînt, de asemenea transferate pe această magistrală și însoțite de semnale de strob. Intel 8 086 poate fi folosit în două moduri: în configurație minimă (8 086 MIN) sînt direct generate semnale de comandă pentru memorarea externă a adreselor, pentru activarea amplificatoarelor „3 stări”, pentru direcționarea operațiilor de scriere/citire și pentru selecția între memorie și periferie. În versiunea maximă, 8 086 asigură trei linii de stare, S0—S2 care se decodifică extern în circuite auxiliare și oferă aceleași informații ca în modul minim.

MP Z 8 000 furnizează un strob pentru memorarea externă a adreselor, un strob de date și un semnal R/W indicînd sensul transferului.

MOTOROLA prevede magistrale separate pentru cele două tipuri de informație. Adresele sînt disponibile în mod continuu pe magistrala de adrese, iar datele pot fi transferate spre sau dinspre MP pe o magistrală bidirecțională. Se generează un strob de adrese (VMA), un semnal R/W pentru sens și două stroberi de date care indică prezența pe magistrală

Funcții de intrare/ieșire

Tabelul 1

FUNCȚIE/MP	9 900	8 086MIN	8 086MAX	Z 8 002	Z 8 001	M 68 000
MAG. ADR/DATE	D0—D15	AD0—AD15	AD0—AD15	AD0—AD15	AD0—AD15	D0—D15
MAG. ADRESE	A0—A14	A16—A19	A16—A19	—	SN0—SN6	A1—A23
CDA. MAG.	WE	BHE	BHE	AS	AS	AS, E
TRANSFER DATE	MEMEM	ALE	S0	DS	DS	R1W, VMA
	DBIN	DT/R	S1	MREQ	MREQ	UDS, LDS
	IAO	DEN	S2	R/W	R/W	VPA
GDA. ATRIB.	HOLD	RD		BUSRQ	BUSRQ	DTACK
	HOLDA	WR, M/IO	LOCK	BUSACK	BUSACK	BR
		HOLD				BGACK
		MAG.				
		HLDA	RQ/GT0			
			RQ/GT1			
INTRERUPERI	IC0—IC3	NMI	NMI	NMI	NMI	IPL0
	INTREQ	IFTR	INTR	VI	VI	IPL1
		TEST	S0—S2	NVI	NVI	IPL2
		INTRA	TEST		SGM. TRAP	DTACK
CONTROL CPU	READY	READY	READY	WAIT	WAIT	HALT
				STOP	STOP	RESET
CONTROL SISTEM	RESET	RESET	RESET	RESET	RESET	VCC(+5V)
SEMNALE SISTEM	VCC(+5V)	VCC(+5V)	VCC(+5V)	VCC(+5V)	VCC(+5V)	GND
	GND	GND	GND	GND	GND	CLK
	CLK(00—4)	CLK	CLK	CLK	CLK	
	VSS(—5V)					
	VDD(+12V)					
LINII DEDICATE	CRUIN					
PT. I/E	CRUOUT					
	CRCLK					

*) Nu a fost indicat nivelul sau frontul activ al semnalului.

a octetului superior (*UDS*) sau inferior (*LDS*). Este interesantă prezența unui grup de semnale care asigură controlul periferiei unui MP 6800.

Evident cele 16 linii ale magistralei pot fi folosite pentru a adresa un spațiu de numai $2^{16} = 64$ k cuvinte. Pentru extinderea acestui spațiu toate MP asigură linii de adresă suplimentare (vezi tabel 1).

Fiecare MP oferă mijloace pentru a permite periferiei sau altui MP să preia controlul magistralei. Semnalele implicate au forma *BREQ* (bus request), *BACK* (bus acknowledge) sau *GR* (grant) și asigură dialog cu interblocare.

2.1.2. Controlul întreruperilor

Toate cele trei MP asigură utilizatorului funcții de întrerupere. MP 8086 posedă cîte o linie pentru o întrerupere nemascabilă și un pin de test pentru întreruperi prin soft. Un semnal de validare e folosit pentru indicarea recepționării întreruperii.

Această validare este transmisă controlului de întrerupere 8259 A proiectat să genereze vectori de întrerupere și să codifice prioritățile.

Z 8000 este dotat cu trei funcții de întrerupere: o linie nemascabilă (*NMI*) avînd prioritate maximă, o linie de întrerupere vectorizată (*VI*) și o alta nevectorizată (*NVI*). În versiunea segmentată (8001) se adaugă o a patra linie denumită „segment trap” și folosită la apariția unor erori în procesul de segmentare.

MP 68000 furnizează trei linii pentru vehicularea întreruperilor, ceea ce permite existența a opt nivele de prioritate (*IPL0* — *IPL7*). Prioritatea crește ascendent: nivelul 7 corespunde întreruperii nemascabile, iar nivelul 0 este rezervat modului de funcționare normală a sistemului (fără cerere de întrerupere).

2.1.3. Controlul CPU

Toate cele trei MP asigură semnale care permit utilizatorului să oprească sau să întîrzie sistemul. Ele sînt folosite, de exemplu, pentru interfațarea unei memorii lente cînd procesorul trebuie să aștepte scurgerea timpului de acces sau pentru lucrul în regim „pas cu pas”, pentru testare și depanare.

8086, posedă un singur semnal (*READY*), care indică procesorului momentul cînd un echipament extern este capabil să continue o operație.

La Z 8000 există semnalele *STOP* și *WAIT*, utilizate în lucrul cu memorii lente sau echipamente I/E, iar *STOP* pentru opțiunea „pas cu pas”.

MP 68000 folosește un semnal *DATA ACKNOWLEDGE* pentru sincronizarea cu me-

moră sau periferia și un semnal *HALT* pentru „pas cu pas”.

2.1.4. Semnale de sistem

Fiecare MP deține o linie de reset pentru aducerea procesorului în starea inițială. MP 68000 oferă un semnal „*BUS ERROR*” care permite saltul la o rutină de tratare a unor situații anormale.

Semnalul de reset de la 68000 poate fi folosit și ca linie de comandă pentru inițializarea periferiei. În setul de instrucțiuni este prevăzută o comandă *RESET* care activează această linie.

Toate MP abordate necesită un semnal de tact pentru logica internă, ca și linii de alimentare și masă. Semnalele de intrare și ieșire în MP sînt compatibile TTL.

2.1.5. Proiectarea unui sistem cu MP de 16 biți

Fiecare din MP evaluate necesită aproximativ același număr de circuite standard (30—35) pentru construirea unei configurații prevăzute cu tampoane amplificatoare pentru interfațare, logică de tact și sincronizare, decodificarea adreselor.

Există și circuite specializate. Astfel, Intel furnizează un generator de tact (8284), un circuit de comandă a magistralei (8288), registre, amplificatoare-tampon (8282), coprocesor (8087) etc. O configurație minimă 8086 este prezentată în figura 4. Dintre membrii familiei

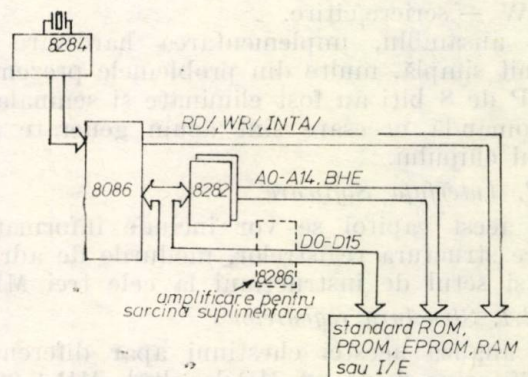


Fig. 4

Z 8000 menționăm: Z 8003 — unitate centrală cu memorie virtuală; Z 8010 *MMU* — unitate de gestionare a memoriei; Z 8015 *PMMU* — unitate de gestionare a memoriei cu paginare etc. Pentru MC 68000 mai multe companii au dezvoltat o familie de circuite-suport. Contribuția firmei Motorola constă în două versiuni modificate ale procesorului central, un modul de arbitrare a magistralei și un controler *DMA*. Mostek a realizat un

calculator pe o singură pastilă compatibil 68 000, un circuit de periferie multifuncțional, un adaptor de interfață serială și un controler pentru rețea locală Ethernet, iar Signetics un controler dual universal serial asincron (DUART) și un controler inteligent de disc.

Figura 5 prezintă o configurație minimă cu MC 68 000 care conține memorie RAM de

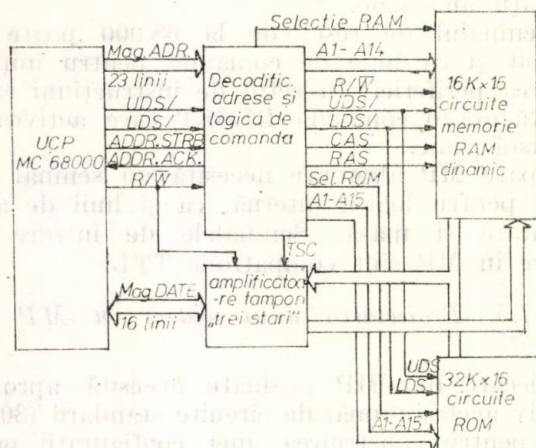


Fig. 5

16k cuvinte și ROM de 32 keuvinte. Se disting semnalele necesare comenzii circuitelor de memorie dinamică RAM:

DS — LD LDS CAS

UDS — validare octet date superior;

LDS — validare octet date inferior;

CAS — validare adresă „coloană”;

RAS — validare adresă „linie”;

R/W — scriere/citire.

Pe ansamblu, implementarea hardware a devenit simplă, multe din problemele prezente la MP de 8 biți au fost eliminate și semnalele de comandă necesare sînt acum generate în cadrul chipului.

2.2. Interfața Software

În acest capitol se vor include informații despre structura registrelor, modurile de adresare și setul de instrucțiuni la cele trei MP.

2.2.1. Structura registrelor

În analiza acestei chestiuni apar diferențe semnificative de la un MP la altul. MP 8 086 deține 8 registre generale de 16 biți, un indicator de stivă (16 biți) și un registru de stare (16 biți). Patru din registrele generale pe 16 biți pot fi considerate ca fiind formate din câte două registre de 8 biți, fiecare din acestea putînd fi adresate individual. Modelul INTEL folosește o puternică schemă de codificare compactă care determină folosirea implicită a unor registre.

Z 8 000 a fost conceput cu 16 registre generale (16 biți), denumite R0—R15. Ele pot fi grupate pentru a forma 8 registre de 32 de biți sau 4 registre de 64 de biți, și pot fi toate

utilizate în mod egal, de către majoritatea instrucțiunilor. Z 8 001 este prevăzut și cu un set de registre de comandă;

— registrul indicatorilor de condiții (32 biți)

—FWC (flags and control word);

— indicatorul zonei ce păstrează starea programului—PSAP (program status area pointer);

— registrul de comandă a reîmprospătării circuitelor de memorie dinamică — REFRESH.

Modelul registrelor la MC 68 000 include 8 registre de date pe 32 biți (D0—D7), 8 registre de adresă pe 32 biți (A0—A7), o dublură pentru A7, denumit A7' și folosit ca indicator pentru stiva supervisor, un contor-program pe 24 biți și un registru de stare pe 16 biți. Cele 8 registre de date pot fi încărcate cu valori pe 8, 16 sau 32 biți.

2.2.2. Moduri de adresare

Modurile de adresare sînt ferestrele prin care setul de instrucțiuni este folosit pentru interfațarea memoriei.

La 8 086 operanzii din memorie pot fi adresați direct cu un offset de adresă pe 16 biți, sau indirect cu un registru bază (BX sau BP) și/sau index (SI sau DI), la care se poate aduna un deplasament de 8 sau 16 biți. Rezultatul unei operații poate fi depus în locul oricăruia dintre operanzii-sursă, bineînțeles, cu excepția constantelor imediate. Instrucțiunile cu un singur operand sînt aplicabile în mod uniform oricărui operand cu excepția constantelor imediate. Trăsăturile prezentate sînt într-un fel restrictive prin folosirea implicită a unor registre (BX, SI etc.) și dificil de reamintit; într-un cuvînt, complexe. De asemenea, toate operațiile de șiruri necesită ca adresa datelor să fie conținută în anumite registre dedicate (SI/DS și DI/ES).

Z 8 000 posedă 8 moduri de adresare din care 5 pot fi aplicate întregului set de instrucțiuni. Modurile de adresare nu limitează folosirea registrelor (ca la 8 086), în sensul că orice pereche de registre poate fi utilizată în variantele: adresare directă prin registru, adresare cu registru-bază și adresare cu bazare și indirectă.

Motorola 68 000 deține 12 categorii de moduri de adresare. Specifice acestui MP sînt modurile: postincrement, predecrement și indexarea prin contorul-program. Aparent, MC 68 000 este înzestrat cu cele mai multe posibilități de adresare. Totuși distincția care se face între registre pentru date și pentru adrese constituie o limitare majoră. Facilitatea postincrement/predecrement este foarte utilă cînd se lucrează cu anumite structuri de date, de exemplu cu tablouri.

M 68 000 nu deține modul de adresare indexată cu bazare. Atît 8 086 cit și Z 8 000 posedă această trăsătură într-o formă sau alta. Avantajul lui Z 8 000 în privința adresării

Setul de instrucțiuni

Tabelul 2

INSTRUCȚIUNE/MP	8 086	Z 8 000	68 000
MOVE	8/16 BITI	8/16/32 BITI	8/16/32 BITI
LOAD/STORE MULTIPLE REGISTER	—	DA	DA
CLEAR	—	DA	DA
PUSH/POP	doar prin SP	cu orice reg. mai puțin RRO	adresare postincr. predecr. cu orice registru
ARITMETICA BINARĂ	8/16 BITI	8/16/32 BITI	8/16/32 BITI
ARITMETICA BCD	DA	DA	DA
ARITMETICA ASCII	DA	NU	NU
INSTRUCȚIUNI LOGICE	8/16 BITI	8/16/32 BITI	8/16/32 BITI
ROTIRE ȘI DEPLASARE	DA	DA	DA
DEPLASARE STATICA	1 BIT	1 BIT	1 BIT
DIRECT	INTERSEGMENT	DA	DA
SALT RELATIV	+/- 32K, 128	+/- 256	+/- 32K, 128
LA CONDIȚIE	+/- 128	+/- 256	+/- 32K, 128
APEL DIRECT	INTERSEGMENT	DA	NU
(CALL) RELATIV	+/- 32K	+/- 4K	+/- 32K, 128
INSTRUCȚIUNI PE BIT	NU	DA	DA
INSTRUCȚIUNI CU SIRURI DE CARACT.	DA	DA	NU
INSTRUCȚIUNI I/E	DA	DA	NU
INSTRUCȚIUNI DE CONTROL CPU	DA	DA	DA

il constituie structura uniformă a registrelor (nu se face distincție între adrese și date ca la M 68 000 și nu se limitează operanzii la numai câteva registre dedicate unei anumite operații ca la 8 086).

2.2.3. Setul de instrucțiuni

Instrucțiunile MP 8 086 au dimensiuni între 1 și 4 octeți. Setul de registre limitat și formatele generale de instrucțiuni la 8 086 sînt codificate și îmbinate eficient cu organizarea setului de instrucțiuni. Instrucțiunile la Z 8 000 variază ca lungime între 2 și 8 octeți, iar la M 68 000 între 2 și 10. Cu toate că seturile de instrucțiuni la aceste două MP sînt mai bogate decît la 8 086, totuși flexibilitatea instrucțiunilor, arhitectura registrelor și modulele de adresare în ansamblu permit scrierea aceluiași program în asamblorul pentru Z 8 000 și M 68 000 într-un spațiu de memorie aproximativ egal cu cel necesar MP 8 086; uneori totuși într-un spațiu ceva mai redus, datorită existenței unui număr mai mare de registre, ceea ce face inutile o serie de operații de acces la memorie sau de transfer de operanți între registre.

Din tabelul 2 se observă că Z 8 000 și M 68 000 efectuează majoritatea operațiunilor elementare pe 32 biți, avantaj net față de 8 086. În ceea ce privește instrucțiunile de alterare a secvenței de program, una din slăbiciunile MP 68 000 este faptul că nu posedă o instrucțiune de apel direct de subrutină (call subroutine direct). Z 8 000 este limitat în domeniul adresării relative. În timp ce concurenții săi

permit un deplasament relativ de maxim +/- 32 ko, Zilog oferă doar +/- 256 octeți la salt și +/- 4 ko la subrutine. Punctul slab al lui 8 086 în această privință îl constituie saltul la condiție, limitat la 128 octeți.

Cu toate că 8 086 deține 5 primitive de lucru cu siruri de octeți, care combinate cu folosirea indicatorilor de condiții pot fi utilizate în operații de deplasare și comparare, inconvenientul este că adresa sursei și destinației trebuie să se găsească tot timpul numai în anumite registre speciale ceea ce reprezintă o restricție majoră — avantaj net ZILOG care deține un grup foarte puternic de instrucțiuni destinate acestui scop. M 68 000 nu a prevăzut astfel de facilități.

Pe măsură ce iau naștere sisteme din ce în ce mai complexe organizate în jurul MP, importanța controlului proceselor devine din ce în ce mai mare. Conceptele de multitasking și multiprogramare devin realizabile în arena MP. La cele trei MP prezentate suportul pentru aceste concepte devine realitate. În această idee trebuie subliniat că indicatorii de condiții sînt accesibili și alterabili la toate MP. În plus sînt prevăzute operații de tip SET și TEST. Metoda INTEL nu este prea elegantă, necesitînd o secvență de 4 instrucțiuni.

Modulele SISTEM (SUPERVIZOR) și USER (UTILIZATOR) sînt semnalate la Z 8 000 și M 68 000 printr-un bit în registrul indicatorilor de condiții și indică intervalul de timp în care setul de instrucțiuni privilegiate poate fi utilizat și ce registru a fost asignat ca indicator de stivă.

Fiecare din cele trei MP posedă o metodă („escape”, „system call” sau „trap”) care permite utilizatorului accesul în sistemul de operare. Z 8 000 posedă și un grup de 5 instrucțiuni pentru lucru în configurații multiprocesor.

3. Tendințe și perspective ale MP de 16 biți

Firma INTEL, ca prim producător pe piața MP de 16 biți, a întâmpinat în 1981 serioase probleme datorită concurenței firmei MOTOROLA cu M 68 000. De asemenea, NATIONAL SEMICONDUCTORS a promovat familia 16 000 care efectuează operații interne pe 32 de biți și comunicația cu exteriorul pe 16 biți. TEXAS INSTRUMENTS a introdus recent a doua generație de MP pe 16 biți (99 000). Familia TM 99 000 cuprinde unitatea centrală TM 99 105 compatibilă cu TM 9 900 și lucrind la frecvența de 24 MHz, procesorul de virgulă mobilă TMS 99 110 și procesorul de memorie virtuală TIM 99 610 care extinde spațiul de memorie adresabil de la 526 ko la 16 Mo. Firma Zilog a anunțat și ea o nouă unitate centrală care lucrează la 10 MHz, Z 8 004, iar Fairchild, MP F 9 445 care lucrează la frecvențe de 16, 18 sau 20 MHz realizat în tehnologie I3L, cu capacitatea de adresare de 128 ko, expandabili la 4 Mo.

În fața acestei adevărate avalanșe de produse superperformante INTEL reia ofensiva cu noi produse: — iAPX 286, MP de 16 biți complet reproiectat, menține compatibilitatea cu predecesorul său rebotezat iAPX 86 și încorporează trăsături și performanțe superioare între care: dispozitive de gestiune și protecție a memoriei și un mecanism de memorie virtuală. Realizatorii săi declară că iAPX 286 poate gestiona și proteja simultan în jur de 8 000 taskuri cu o intervenție minimă a softului și o scădere destul de mică a performanțelor.

— iAPX 186, MP de 16 biți cu funcții de periferie incluse pe pastilă;

— I 8 096, microcontroler de 16 biți orientat spre aplicații de conducere de procese;

— iAPX 386, MP de 32 de biți compatibil cu familia de 16 biți care deține un superset al instrucțiunilor 8 086 și care sporește dramatic dimensiunea segmentelor (de 64 ko) din arhitectura 8 086.

4. Concluzii

Avantajele MP de 16 biți în raport cu arhitectura de 8 biți sint:

— prelucrarea datelor și accesul la memorie se fac la 16 biți, ceea ce duce la creșterea vitezei de tratare a informației față de 8 biți;

— instrucțiunile suplimentare (înmulțire, împărțire etc.) pe care nu le deține nici un MP de 8 biți, apariția a noi moduri de adresare și manipulare a datelor pe 8, 16 și 32 biți.

— spațiul de memorie direct adresabil este superior volumului de 64 ko. Au apărut mecanisme integrate pe pastilă, de gestiune a memoriei (MMU) și de memorie virtuală;

— apariția celor două regimuri de exploatare (supervizor și utilizator).

Aceste trăsături permit MP de 16 biți să facă o serioasă concurență minicalculatoarelor clasice de 16 biți (NOVA, PDP 11, CORAL etc.).

Totuși, în cazul unei aplicații date, beneficiarul nu poate decide cu anticipație că folosirea unui MP de 16 biți este preferabilă unuia de 8 biți, decît în urma unui studiu atent. Raportat la numărul de octeți, un MP de 16 biți necesită adesea un spațiu de memorie important. Bogăția setului de instrucțiuni poate deveni stînjenitoare la un moment dat, nefiind totdeauna profitabilă în aplicația urmărită.

Bell, Cooper și Mc Farland [3] au utilizat MP 8 086, Z 8 000 și M 68 000 în aplicații pe tub catodic, monocrome și color. Rezultatele obținute sint foarte interesante și rezultă clar avantajul arhitecturii micro de 16 biți în domeniul prelucrării imaginilor.

În orice caz, evaluarea noii generații de MP pune în evidență posibilitatea de a realiza mai mult cu componente mai puține. Rămîne să se aplice eficient ideile generate de acest avantaj.

Bibliografie

- [1] Henry A. Davis. Comparing architectures of three 16 bit, microprocessors (computer design, july 1979).
- [2] Debache, W. Les microprocesseurs 16 bits (microsystemes nr. 17/1981).
- [3] Bell, Cooper, Mc Farland. The big three. Today's 16 bit microprocessors (proc. of the 13—th workshop on microprocessors, Sigmicro vol. 11/1980, nr. 3—4).
- [4] David, D.J., Bloch M. Les microprocesseurs 16 bits — Intel 8 086 (microsystemes nr. 16/1981).
- [5] Kehoe Louise. Battle of the 16 bit micros (International systems, sept. 1981).
- [6] * * * Intel, MCS 86 user's manual, july 1978.
- [7] Gârlaşu, Dan. Microprocesoare de 16 biți, studiu comparativ (primul simpozion de microprocesoare, IPB nov. 1981).
- [8] Altnether, Joseph P., Better processor performance via global memory (computer design, Jan. 1982).
- [9] Hugues, Jim., 16 bit microprocessors feature memory intensive architecture, high speed operation. (Computer design, mar. 82).
- [10] * * * 16 bit MP to be dominant (integrated circuits international, vol 6, nr. 6 aug. 82, Editor Stan Mash).

CZ 621. 316. 265

AUTOMATIZARE
SISTEM DE CONTROL DISTRIBUIT

O aplicație a tehnicii de calcul în conducerea proceselor industriale

PETRU MOLNĂR, MIRCEA PAŞCALĂU, SUZANA PUSZTAI
EMIL PRECUP, RODICA MIHĂLCIOIU, DUMITRU CREŢU* — CLUJ-NAPOCA

Introducere

Consola operatorului de proces (SCO) face parte din sistemul distribuit de control al proceselor tehnologice (SDC — 2 050) şi permite supravegherea şi intervenţia în procesul tehnologic, în mod centralizat, din camera de comandă.

Prin complexitatea sa SCO are caracteristicile unui sistem de calcul; în acelaşi timp, prin funcţia sa şi costul său SCO se poate considera un aparat.

SCO permite transmiterea şi achiziţia de date la şi de la celelalte echipamente din SDC atât la cererea operatorului (de la tastatură proprie), cât şi ca urmare a acţiunii softwarului rezident în SCO. Datele culese se prelucresc şi se afişează sub formă alfanumerică pe un monitor color şi/sau imprimantă [8].

Conform cerinţelor impuse SCO trebuie să inspecteze şi să prelucereze în măriri direct afişabile şi în formate variate circa 1 000 de puncte de control în timp de 5 secunde, în acelaşi timp executând şi citirea stării dispozitivelor din sistem. Datele configurabile legate de cele 1 000 de puncte de control ocupă un volum de memorie de aproximativ 50 kbyte [1, 2].

În lucrarea de faţă se prezintă arhitectura SCO, considerente cu privire la dispozitivul de afişare color, tastatură specializată şi concepţia unor programe de autotest la pornire a SCO.

1. Arhitectura consolei operatorului de proces

După cum s-a arătat mai sus, SCO trebuie să prelucereze circa 1 000 de puncte de control în decurs de 5 secunde, prelucrări ce cuprind calcule de adrese, operaţii aritmetice etc. De asemenea, volumul total de memorie estimat ca fiind necesar pentru programe şi date, este de circa 100 kbyte.

Aceste cerinţe nu pot fi satisfăcute utilizând ca unitate centrală un singur microprocesor de 8 biţi. Se prezintă următoarele alternative :

— să se utilizeze un microprocesor pe 16 biţi (de exemplu INTEL 8086);

— să se construiască o unitate centrală de 16 biţi bazată pe „bit-slice-uri”;

— să se adopte o structură multiprocesor (în particular o structură biprocesor).

Ca microprocesor de bază s-a adoptat circuitul INTEL 8080, datorită criteriului, deloc neglijabil, că este fabricat de multe firme şi uşor de procurat. De asemenea, faptul că microprocesorul 8080 este destul de „popular” prezintă avantaje pentru producţie şi întreţinere. Tot un avantaj este şi faptul că există sculele hard şi soft necesare pentru dezvoltarea sistemului.

Adoptând două microprocesoare apare o nouă alternativă pentru structura sistemului :

— două microprocesoare lucrând pe acelaşi bus;

— două microprocesoare fiecare cu bus propriu şi comunicând între ele ca periferice.

Din analiza funcţiilor de bază ale SCO a rezultat că acestea se pot clasifica în două mari categorii : concentrare de date şi prelucrarea datelor pentru afişare.

Pentru majoritatea activităţilor din SCO timpul necesar pentru executarea celor două categorii de funcţii se împarte aproximativ în mod egal.

Arhitectura adoptată în cele din urmă este cea din figura 1, deci două subsisteme cu microprocesoare şi memorie proprie, care comu-

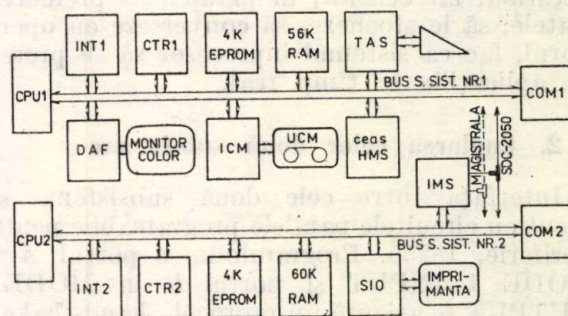


Fig. 1. Arhitectura SCO.

nică între ele printr-o interfață. Din punct de vedere software subsistemul 1 (S1) este „master” și subsistemul 2 (S2) este „slave”.

Subsistemul 1 (S1) are în componența UC1 (microprocesorul I8080 cu circuitele aferente), memorie 60 k plus 4 k ca memorie display,

* Centrul de cercetare științifică, inginerie tehnologică și producție industrială pentru tehnica de calcul — filiala Cluj-Napoca

cuplor pentru tastatura specializată a operatorului, controler video pentru monitorul color RGB, controler pentru unitatea de casetă magnetică, interfață cu subsistemul 2 (S2), tastatura operatorului, monitorul RGB și unitatea de casetă magnetică. S2 are în componență UC2 (8080 cu circuitele aferente) 64 k octeți memorie, cuplor serie pentru imprimantă, interfața cu magistrala SDC, interfața cu subsistemul 1 (S1).

S2 trebuie să livreze pe magistrala SDC adresele punctelor inspectate, să recepționeze informațiile și dacă S1 este ocupat, să înceapă să le prelucereze, să comunice datele recepționate spre S1, să baleieze alarmele, cu o rată de 0,3 s, să țină evidența alarmelor să afișeze la cererea operatorului evoluția unor mărimi de proces precum și lista alarmelor, să execute programe de autotestare on și off line.

S1 trebuie să prelucereze datele obținute de la echipamentele de pe magistrala SDC prin S2 și să organizeze afișarea lor în formatele convenționale SDC, să conțină o gramatică pentru luarea deciziilor la intervențiile operatorului prin tastatură, să poată încărcă sistemul de operare al S.C.O, baza de date sau programe de test off line de pe unitatea de casetă magnetică, să salveze baza de date pe casetă, să execute programe de autotestare on și off line.

Funcțiile celor două subsisteme se execută în paralel, comunicația între ele făcându-se la nivel de întreruperi, softul fiind în așa fel conceput încât nu se pot crea interblocări; se asigură o viteză de lucru foarte bună. Existența celor două subsisteme facilitează autotestarea S.C.O. Cele două subsisteme au fost concepute modular, existind posibilitatea dezvoltării viitoare a sistemului.

Deoarece un procesor poate să susțină protocolul cu procesul, în funcție de necesitățile acestuia, iar celălalt, în paralel, să prelucereze datele, să le stocheze, să converseze cu operatorul, fac ca sistemul biprocesor să se preteze la aplicațiile în timp real.

2. Cuplarea celor două subsisteme

Interfața între cele două subsisteme s-a făcut cu circuitele paralele programabile pentru periferie, I8255. Programându-se portul A în MODE 1 INPUT și portul B în MODE 0 OUTPUT se asigură un protocol „hand-shake”. Prin setarea sau resetarea liniei SCD din partea fiecărui subsistem se poate anunța dacă octetul trimis este o comandă sau o dată. Trimiterea unei date sau a unei comenzi va genera o întrerupere a subsistemului care o recepționează.

În figura de mai sus STB este strobul de înscriere a datei prezente la ieșirea portului B în portul A al celui alt subsistem; IBF

este răspunsul acestui subsistem că data a fost prelucrată sau nu: SCD a fost descris mai sus.

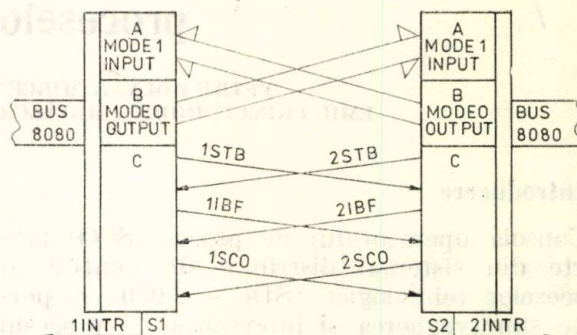


Fig. 2. STROBUL de înscriere a datei prezente la ieșirea portului B în portul A al celui alt sistem.

3. Dispozitivul de afișare color specializat pentru conducerea proceselor tehnologice

În lucrare se prezintă cerințele care au fost impuse și modul de rezolvare a lor pentru dispozitivul de afișare din Consola operatorului de proces care face parte din Sistemul Distribuit de Control al proceselor tehnologice SDC-2 050.

Pentru operator consola reprezintă o fereastră spre proces prin care el poate să apeleze și să modifice mărimi referitoare la ansamblul instalației, scheme sinoptice, evoluții în timp. Cerințele care se impun dispozitivului de afișare rezultă din funcțiile de bază ale consolei.

O primă alternativă care s-a pus la începutul proiectării consolei a fost aceea de-a cumpăra un display convențional care să fie utilizat pentru afișare. În curând s-a văzut însă că această soluție prezintă atât inconveniente tehnice, cât și economice [6, 7, 8].

Din punct de vedere tehnic protocolul de transmisie utilizează timpul microprocesorului, inconvenient care s-ar putea înlătura numai cu circuite suplimentare; din punct de vedere economic un display pentru utilizarea generală conține o serie de anexe neutilizate pentru consola operator, ceea ce se resimte în prețul de cost.

Din aceste motive s-a decis să se proiecteze un dispozitiv de afișare specializat care să genereze un semnal TV standard utilizabil atât pentru un monitor color RGB, cât și pentru un monitor alb-negru. DAFC este văzut de unitatea centrală ca făcând parte din memoria internă; schimbarea datelor pe ecran se efectuează prin operații obișnuite de scriere în memoria internă.

O altă decizie de luat, a fost aceea de alegere a tipului de circuite integrate care să se utilizeze în DAFC. Cu toate că la ora actuală se fabrică controlere integrate pentru tub

catodic (de exemplu circuitul INTEL 8275) [5], pentru realizarea tuturor funcțiilor cerute pentru consolă (inclusiv afișajul color) ar fi necesare, pe lângă controler, încă un număr destul de mare de circuite anexe (aceste controlere fiind concepute pentru display-uri alfa-numerice alb-negru). Ca urmare, s-a luat decizia de a utiliza numai circuite integrate fabricate în țară și procurabile pe relația est.

DAFC are următoarele caracteristici tehnice:

- formatul de afișare 80×24 caractere pe o matrice de 7×11 puncte;

- caracterele pot fi: alfanumerice: 64 caract. majuscule bare verticale: 8 tipuri de bare verticale programabile ca lungime;

- caractere grafice: 256 caractere grafice programabile pe memorie EPROM, fiecare locație de caracter poate fi programată pe una din cele 8 culori disponibile: roșu, verde, albastru, galben, azur, mov, alb, negru;

- caracterele alfanumerice pot fi afișate video și invers (negru pe fundal colorat);

- în cazul afișării alb-negru culorile pot fi înlocuite cu următoarele atribute vizuale: invers video, clipit și subliniat;

DAFC generează un semnal TV compozit standard alb pozitiv $1V_{VV}$, 625 linii/50 Hz pentru cele trei canale RGB sau canalul alb-negru și semnalul de sincronizare pentru monitoare cu sincronizare externă [3, 4].

Memoria de regenerare are capacitatea de 2 keuvinte de 12 biți și este văzută de microprocesorul din U.C. ca o memorie de 4 kocteți.

DAFC se conectează direct la busul microprocesorului INTEL 8080.

Din punct de vedere fizic DAFC ocupă două plăci de circuit imprimat de dimensiuni 250×350 mm.

4. Tastatură specializată pentru conducerea proceselor tehnologice

Este specifică controlului distribuit al proceselor tehnologice, cuprinzând tastele dedicate tuturor mărimilor caracteristice din proces echipamentelor de pe magistrala serială. De la tastatura unei console, operatorul poate da comenzile necesare conducerii și supravegherii procesului și poate interveni direct prin conducere în regim manual.

Tastatura consolei operator este împărțită în trei grupuri funcționale care însumează 113 taste. Dintre acestea 10 taste sînt prevăzute cu avertizare optică și una cu avertizare acustică. Tastatura poate fi extinsă opțional cu al patrulea grup funcțional format din 36 taste cu avertizare optică. Tastele dedicate unor funcții speciale se pot folosi numai cu ajutorul unei chei de autorizare [1, 2, 8].

S-au folosit taste monoimpuls, cu efect Hall care au o mare imunitate la perturbații

și o fiabilitate deosebită [9, 11]. Avantajele folosirii acestui tip de taste sînt:

- a — generează impuls numai în momentul în care cîmpul magnetic a atins pragul de operare;

- b — perioada activă a fiecărui impuls este aceeași indiferent de frecvența de repetiție sau durata acțiunilor;

- c — se elimină tranziția de tensiune la ieșire în momentul în care cîmpul magnetic de la intrare atinge pragul de operare;

- d — tastatura generează coduri în ordinea apăsării tastelor și nu contează dacă unele taste rămîn apăsate („N-Key-rollover”).

Tastatura generează coduri de doi octeți și strob, primește coduri pe un octet, protocolul cu subsistemul 1 fiind pe principiul întreruperilor.

Schema-bloc a tastaturii este dată în figura 3. La apăsarea unei taste blocul tastelor legate

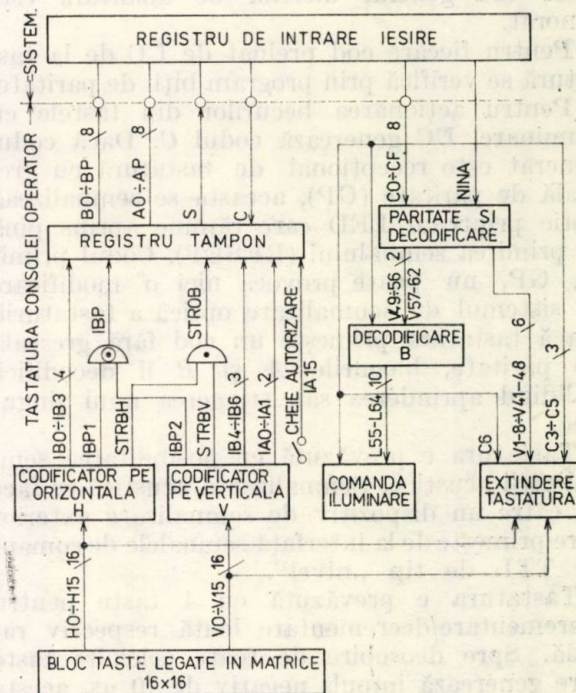


Fig. 3. Schema-bloc a tastaturii consolei-operator.

în matrice generează câte un impuls pe linia orizontală, respectiv verticală, corespunzătoare tastei respective. Cele 16 linii H_i respectiv V_j intră în blocurile codificatoare H respectiv V . Blocurile codificatoare H și V sînt realizate cu porți SAU — EXCLUSIV care asigură o funcționare „TWO — KEY — ROLLOVER” [10]. Această asigură protecția împotriva apăsării simultane a oricăror două taste. Astfel, dacă operatorul va apăsa concomitent două taste nu se va genera (STROB), deci, tastatura nu va înregistra nici un cod în registrul-tampon. Cheia de autorizare generează un bit, din care se for-

mează, după registrul-tampon, codul pentru „autorizat” sau neautorizat.

Codurile generate de codificatoarele H respectiv V sînt înscrise în registrul tampon. Registrul tampon generează codul corespunzător tastei acționată. El este format din 2 grupuri a câte 8 biți numite codul A și codul B . Pentru tastele alfanumerice se generează coduri corespunzătoare cu calificarea ASCII.

Preluarea unui cod de la tastatură se face prin întreruperea unității centrale în subsistemul 1. Fiecare cod ajuns în registrul de intrare/ieșire face ca acesta să lanseze o cerere de întrerupere unității centrale UC.

Dacă s-a lansat o cerere de întrerupere, și UC execută o subrutină neîntreruptibilă, primul cod e memorat în registrul de intrare/ieșire și așteaptă să fie preluat, iar un eventual al doilea cod este memorat în registrul-tampon. Dacă primul cod nu a fost încă preluat, al doilea cod rămîne memorat în registrul-tampon; orice cod generat ulterior de tastatură este ignorat.

Pentru fiecare cod preluat de UC de la tastatură se verifică prin program biții de paritate.

Pentru acționarea becurilor din tastele cu iluminare, UC generează codul C . Dacă codul generat este recepționat de tastatură cu greșeală de paritate (GP), aceasta se semnalizează optic printr-un LED care rămîne aprins pînă la primirea semnalului (RESET). Codul primit cu GP, nu poate provoca nici o modificare în sistemul de semnalizare optică a tastaturii. Dacă tastatura primește un cod fără greșeală de paritate, blocurile A și B îl decodifică validînd aprinderea sau stingerea unui singur bec.

Tastatura e prevăzută cu posibilitatea semnalizării acustice. Semnalizarea acustică se face de către un dispozitiv de semnalizare exterior care primește de la interfață semnalele de comandă TTL de tip „nivel”.

Tastatura e prevăzută cu 4 taste pentru incrementare/decrementare lentă respectiv rapidă. Spre deosebire de toate celelalte taste care generează impuls negativ de 40 μ s, aceste taste sînt de tip „nivel”. La apăsarea uneia dintre ele se validează ieșirea unui generator de impulsuri, care face ca la ieșirea din registrul tampon să se genereze codul tastei cu frecvența de 10 Hz (regim REPEAT).

Pentru a scoate în evidență modul practic de codificare a tastelor și avantajele menționate mai sus în figura 4, se arată o codificare posibilă pentru o tastatură cu 16 taste așezate în matrice de 4×4 .

5. Autotestarea consolei operatorului de proces

Autotestarea la pornire, înseamnă verificarea bunei funcționări a aparatului prin executarea de programe care să testeze modulele

principale hardware într-un timp relativ scurt și să se poată afișa eventualele erori, presupunîndu-se funcționarea corectă a cit mai puține module.

Avînd în vedere că SCO are o structură biprocesor, fiecare din cele două subsisteme

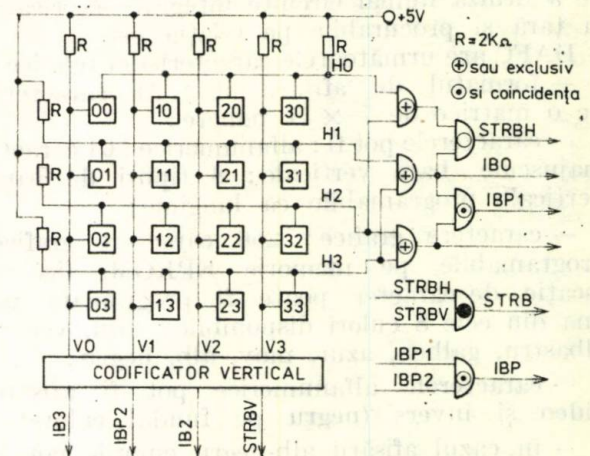


Fig. 4. Generarea codului cu bit de paritate și STROB.

vor rula în paralel cite un program de auto-test. Rezultatele parțiale ale testelor, cit și cele finale se transmit între cele două subsisteme prin interfața de comunicație (în cazul cînd aceasta funcționează) și sînt afișate de către subsistemul $S1$ pe monitor, într-o formă explicită (numele testului și numărul atașat tipului de eroare), sau pe imprimanta subsistemului $S2$, într-o formă împachetată (număr, din care rezultă modulul de eroare).

În cazul cînd afișarea nu se poate face datorită proastei funcționări a unor module implicate în afișare, cu ajutorul unui „testor logic” se pot vizualiza adresele capcanelor la care programele s-au blocat și într-o formă împachetată modulele care sînt defecte.

Există zece tipuri de teste distribuite între cele două subsisteme, în funcție de componența acestora. Trei dintre aceste teste și anume, testul unității centrale, testul sumei de control pe memoria fixă și testul de memorie RAM sînt cele al căror rezultat nefavorabil este considerat eroare fatală fiind necesară blocarea rulării în continuare a celorlalte teste. Capcanele în care programele de test se pot bloca în cazul erorilor fatale sînt niște bucle închise. În interiorul acestor bucle, un registru intern sau o pereche care conține informații privind rezultatele testelor pînă la momentul respectiv este transferat în memorie, ceea ce face posibilă vizualizarea lor cu testorul logic. Pentru celelalte teste un rezultat cu eroare este doar afișat programul derulîndu-se mai departe spre următorul test.

În cele ce urmează se vor descrie cele zece tipuri de teste.

TCPU, testul de unitate centrală. Din motive de viteză şi spaţiu de memorie se testează doar flag-urile procesorului, registrele interne şi registrul SP (indicatorul de stivă). S-a presupus că registrul PC (numărătorul de program) şi instrucţiunile de salt se execută bine. Alegerea testelor asupra unităţii centrale s-a făcut pe baza experienţei de lucru cu micro-procesorul I8080. Eroarea în cazul acestui test duce la blocarea programului într-o capcană.

TSCT, testul sumei de control. Programele de test şi încărcătorul sistemului de operare se află în primii patru kocteţi de memorie. Această memorie este fixă de tip EPROM. Când calculul sumei de control nu coincide cu cea precalculată şi înscrisă în EPROM se declară eroarea fatală şi programul rămâne agăţat în capcana C2.

TCOM, testul de comunicaţie. Comunicaţia între cele două subsisteme se face printr-o interfaţă paralelă cu două bus-uri de date, fiecare pentru un sens de transfer şi un bus de control. Interfaţa este echipată cu două circuite de tip I8255. Prima fază a testării se face cu aceste circuite în MOD 0. Se testează dacă transmisia pe bus-urile date este corectă, de asemenea dacă liniile de pe bus-ul de control care vor participa la protocolul comunicaţiei reacţionează corect. În următoarea fază a testării se programează circuitele I 8255 în MOD 1 şi se încearcă un transfer de mesaje în ambele sensuri conform protocolului de comunicaţie.

Pentru orice eroare apărută în fazele de testare se atribuie un număr care este afişat, apoi este setat bitul ETCOM într-un registru intern „REZTEST”.

TCTR, testul ceasului de timp real. Ceasul de timp real este realizat cu circuitul I 8253. Tactul de excitaţie fiind chiar tactul sistemului, rezultă că execuţia unor instrucţiuni se va reflecta în numărarea unui număr întreg şi cunoscut de către CTR. Pentru contorizarea unui număr mai mare sau mai mic decât cel aşteptat şi în funcţie de numărătorul la care a apărut se ataşează erorii un număr care se afişează, de asemenea se setează bitul ETCTR în registrul REZTEST.

TSIO, testul interfeţei seriale. S-a prevăzut ca linia de emisie a datelor serie să poată fi cuplată logic la linia de recepţie. Testul constă în emiterea unui caracter cu o anumită rată de transfer, verificarea terminării transmiterii în timpul calculat, recepţia corectă a caracterului şi a modului de anunţare a acesteia. Oricărei erori îi este ataşat un număr şi se setează bitul ETSIO în REZ TEST.

TMEM, testul memoriei RAM. Memoria RAM a unui subsistem este echipată pe două plachete. Testul de memorie este un test cu trei treceri, cu complementarea succesivă a

conţinutului locaţiilor de memorie. În caz de eroare se afişează un număr care corespunde plachetei de memorie defectă şi se setează bitul ETMEM în registrul REZTEST. Această eroare se consideră fatală programul intrind în capcana C3.

TDAF, testul dispozitivului de afişare. Se înscrie în memoria de regenerare toate codurile corespunzătoare caracterelor şi culorilor care pot să apară pe ecranul monitorului.

Se citeşte această memorie şi dacă codurile citite nu corespund cu cele înscrise se setează bitul EDFA în REZTEST şi se afişează un număr.

THMS, testul ceasului HMS. Ceasul HMS este un aparat care poate contoriza ora, minutul şi secunda; se poate citi şi se poate încărca o cantitate de timp după care se cere întrerupere. Se testează dacă încărcarea se face corect, dacă timp de două secunde funcţionează corect şi dacă transportul de la secunde la ore se face corect. În registrul REZTEST se setează bitul EHMS în caz de eroare. Tipului de eroare i se ataşează un număr care se afişează.

TTAS testul tastaturii. Printr-un mesaj vizual pe monitor şi unul acustic se cere operatorului să tapseze trei taste specificate în decurs de 5 secunde. Se verifică paritatea şi codul tastelor. În caz de eroare se setează bitul ETAS şi REZTEST şi se afişează tipul acesteia.

TINT, testul sistemului de întreruperi. Toate testele prezentate mai sus s-au desfăşurat fără ca sistemul de întreruperi să fie activat. Două motive au impus această cerinţă:

1 — adresele capcană pentru servirea întreruperilor fiind în memoria fixă au fost translate în RAM şi pînă la testul de memorie nu se poate acorda încredere acestor locaţii;

2 — modulele care cer întrerupere să poată fi testate independent de buna funcţionare a sistemului de întreruperi. La toate nivelele de întrerupere s-a ataşat o rutină de eroare după care s-a activat cîte un nivel împreună cu rutina care-l deserveşte. Dacă întreruperea a sosit în timpul afectat şi pe nivelul aşteptat, se ataşează din nou rutina de eroare nivelului testat şi se trece la următorul.

Tipului de eroare şi nivelului pe care a apărut, i se ataşează un număr care este afişat, de asemenea se setează bitul ETINT în locaţia de memorie IER.

Pentru că primele două teste, TCPU şi TSCT pot duce la blocarea rulării ele sînt separate prin înscrierea pe bus-urile de comunicaţie a unor mesaje/specifice (M1, M2, M3). În cazul cînd unul din subsisteme s-a blocat într-o capcană celălalt poate afla această stare cînd ajunge în testul de comunicaţie. Testul începe prin citirea bus-ului de comunicaţie. Time out-ul introdus în aşteptarea mesajului M3 duce la sincronizarea celor două subsisteme. Dacă M3 nu apare în timpul afectat atunci

în funcție de mesajul de pe bus ($M2$, $M1$ sau diferit) se poate cunoaște dacă celălalt subsistem s-a blocat în TCOM, TSCT sau este o eroare de comunicație. După TCOM se afișează în $C1$ rezultatele celor 3 teste. În $S1$ se lansează TCTR și TMEM fiecare fiind urmat de afișarea rezultatului. În $S2$ se execută TCTR, TS10 și TMEM. Rezultatele acestor teste sînt memorate pe cîte 4 biți în registrul dublu SP .

Dacă TSTO a reușit, atunci conținutul registrului SP este afișat pe imprimantă. După TMEM, dacă ESCOM este resetat, se comunică între cele două subsisteme rezultatele parțiale care sînt afișate. De menționat că fiecare subsistem memorează rezultatul testului de memorie din celălalt subsistem în bitul ETMEM 1, 2 din REZTEST. În cazul cînd din TMEM se iese cu eroare rularea se blochează în $C3$. Toate blocurile de afișare PAFTSIO din $S2$ sînt condiționate de reușita testului TSIO.

De remarcat că pînă la acest punct în derularea programelor de test nu s-a folosit memoria RAM pentru stivă sau celule de lucru.

În continuare $S1$ execută TDAF, THMS, TTAS și TINT iar $S2$; TINT. Fiecare este urmat de afișarea rezultatului.

În cazul cînd TCOM a reușit și nici unul din subsisteme nu s-a blocat în TMEM (bitul ETMEM 1,2, nul) are loc transferul registrelor REZTEST și conținutul locațiilor IER între

subsisteme. Se face o analiză a registrelor REZTEST și IER și dacă nu există erori, autotestul la pornire se consideră reușit, controlul trecînd la încărcătorul sistemului de operare. La această analiză se maschează biții din REZTEST care semnifică erori ce se consideră neesențiale din punct de vedere al încărcăturii lui. În cazul în care în urma analizei se decretează că autotestul nu a reușit se afișează erorile și se intră în capcanele $C5$. Dacă există ETCOM sau ETMEM 1,2 cele două subsisteme își afișează conținutul registrului REZTEST și intră în capcana $C4$.

Bibliografie

- [1] Honeywell — Total Distributed Control TDC—2000, DS—10—02, DS—01—08.
- [2] Kent Process Control — Centralised Display System. Specification.
- [3] Conrac Corporation — Video Monitor Guide.
- [4] Grundig electronic — Farbmonitor RBG 67—Gebrauchsanleitung.]
- [5] Electronic Components end Vol. N0.1. oct. 1978 applications.
- [6] Intelligent System Corp. Intecolor 8001.
- [7] Aydin Controls Cathode Ray Tube Display, Systems and Products.
- [8] Honeywell — TDC 2000/ An evolutionary look at centralised operation.
- [9] Honeywell — Elektrische und elektronische bauelemente.
- [10] Micro-Switch — MOS encoded Keyboard, product sheet 75 SW12 Series.
- [11] Micro Switch — Honeywell Tastatur Handbuch.

NOTĂ

Transmițător Morse automat și instalația de alimentare cu curent MGS 80

1. Utilizare

Transmițătorul Morse automat cu instalație de alimentare cu curent MGS 80 este un aparat terminal de telecomunicații electronic, pus la punct recent. Principalul său domeniu de utilizare îl constituie transmiterea informațiilor în telegrafia Morse în condiții aspre ale mediului ambiant. Peste tot acolo unde, față de alte metode de transmitere a informațiilor, telegrafia Morse prezintă avantaje, ca de exemplu, în cazul unor canale radio perturbate, transmițătorul Morse permite să se realizeze o calitate superioară a radiocomunicațiilor prin manipulator.

O caracteristică importantă o reprezintă generarea semnalelor Morse prin impulsuri date de un cristal de cuarț cu respectarea exactă a vitezelor de transmisiune. În ansamblu, cu posibilitățile de memorare ale echipamentului se evită, astfel, particularități de transmisiune de natură subiectivă.

Datorită posibilităților variate de racordare a echipamentului MGS 80 la surse de alimentare cu tensiune și datorită multitudinii de semnale de ieșire, puse la dispoziție

Echipamentul poate fi utilizat staționar, precum și pe mijloace de transport de toate felurile și în mediu maritim. Dacă în cazul utilizării echipamentului MGS 80 există necesitatea de a elabora un document pe care să se imprime informațiile, în acest scop se pot racorda teleimprimatoare diverse, mecanice sau electronice, care uzitează alfabetul internațional de telegrafie nr. 2.

Din punct de vedere constructiv echipamentul MGS 80 (fig. 1), constă din două utilaje individuale care se instalează pe masă și a căror formă și culoare au fost elaborate în corelație cu funcționalitatea:

- transmițătorul Morse MG 80 (unitatea electronică),

- instalația de alimentare cu curent SV 80.

Ambele utilaje sînt conectate cu un cablu lung de maximum 5 m.

Caracteristicile cele mai importante ale MGS 80 sînt:

- siguranță foarte mare în funcționare, prin folosirea unui microcalculator;

- deosebită ușurință în întreținere, datorită subansamblurilor de plăci cu scheme imprimate și a diagnozei proprii;



Fig. 1. Ansamblul de echipamente MGS 80 cu F 1213.

de echipament, este posibilă o conlucrare a transmițătorului Morse cu aproape toate aparatele de radiocomunicație existente în practică.

- rezistență mare la condiții climatice aspre;
- realizarea dorințelor beneficiarilor în ceea ce privește codul și succesiunea semnelor;

— utilizarea flexibilă datorită posibilităților variate de conexiune.
 Domeniul temperaturii de lucru —26 până la +50°C
 Umiditatea relativă 95 % la +30°C
 Domeniul temperaturii de transport și depozitare —40 până la +60°C
 Rezistența mecanică C II după TGL 200—0057
 — șoc unic 75 g; 2 ms
 — succesiune de șocuri E6 — 25 — 8000
 Poziția de utilizare oricare
 Perturbația recepției radiofonice pe linia F1—10 dB după rețelei TGL 20885/16
 Rezistența la perturbații E +20 V/m 0,15... 60 MHz

2. Transmițătorul Morse MG 80 (unitatea electronică)

Transmițătorul Morse MG 80 realizează introducerea, prelucrarea și extragerea informațiilor. Din semnele introduse prin tastatură el formează concomitent semnale Morse și telegrafice. Prelucrarea semnalelor, necesară în acest caz, este asigurată de unitatea centrală de calcul ZRE K 2521 a sistemului cu microcalculator K 1520. Nivelul semnalului în interiorul echipamentului (TTL) este transformat de subansamblul de interfață prin intermediul schemelor de conectare în semnalul corespunzător de ieșire. Nivelul și frecvența semnalului acustic de emisie și ascultare pot fi modificate cu ajutorul potențiometrului dispus pe latura din față.

Toate tastele pentru scriere și comandă, necesare pentru realizarea radiocomunicațiilor prin manipulator, sînt amplasate într-o tastatură alfanumerică care este alcătuită conform cu cele mai moderne puncte de vedere ergonomice. Pe baza principiului aplicat la alegerea tastaturii privind regimul de lucru, viteza de transmisiune și viteza de telegrafiere s-a putut renunța în cea mai mare măsură la taste funcționale suplimentare. Starea de funcționare existentă la un moment dat este indicată în mod clar într-un câmp de afișaj cu inscripțiuni de către diode electroluminescente de diferite culori (LED).

Toate ieșirile transmițătorului Morse sînt rezistente la scurtcircuit. Un radiator de încălzire, montat în unitatea centrală de calcul, servește la punerea în funcțiune a microcalculatorului la temperaturi ale mediului ambiant sub 0°C.

Caracteristici deosebite ale transmițătorului Morse MG 80 sînt:

— volum minim de hardware în condiții de respectare consecventă a construcției modulare;

— cablarea inversă a plăcilor cu scheme imprimate;
 — posibilitatea de racordare pentru radio-receptor, cască și tastă manuală;
 — două ieșiri separate pentru semne telegrafice, comutabile de la 100 la 50 bauds;
 — trei ieșiri separate pentru semne Morse
 ● contact fără tensiune, separat galvanic;
 ● semnal în frecvență vocală, separat galvanic;
 ● semnal comutabil cu simplu sau dublu curent;
 — viteze de transmisiune cu pauze prelungite;
 — tampon de tastatură cu 16 semne cu preavertizare optică;
 — memorie alfanumerică cu 767 semne cu preavertizare optică;
 — tastă de corecție „IRR” pentru memoria alfanumerică;
 — autotestare cu semnalizarea erorii la fiecare conectare a echipamentului.

Datorită posibilității de programare a diferitelor funcțiuni ale echipamentului pot fi îndeplinite, în mare măsură, dorințele beneficiarilor care pot merge de la un cod special până la programare proprie efectuată de către beneficiar.

La varianta actuală a transmițătorului Morse software-ul constă din următoarele componente:

— program de autotestare pentru unitatea centrală de calcul și tastatură (diagnoză proprie)/AP
 — program de tastatură și procesor/ AT
 — program de semne telegrafice/ AF
 — program de semne Morse/ AM
 — subprograme, liste, constante, zone de memorie/ AU, AC, AB, AI, AR
 Dimensiuni (h x h x t) 380×175×395
 Greutatea 9 kg
 Puterea consumată cca. 15 W
 Puterea de încălzire (intermitent) cca. 40 W
 Gradul de protecție cu acoperitoarea tastaturii IP 33 (altfel IP 20)
 Timpul de conectare mai mic de 3 sec (cu autotestare)
 mai mic de 15 min
 la —25°C

Ieșiri de semne Morse

— contactul poate fi încărcat cu 60 V/0,1 A

— semnal în frecvență vocală

—12 până la +10 dB
 la $R_a=600$ ohmi
 $f=500$ până la 1200 Hz

— curent simplu 60 V la $R_a=1,5$ kohmi
 — dublu curent ± 30 V la $R_a=1,5$ kohmi

Ieșirea de ascultare (cască) 0...2 V la $R_a=200$...800 ohmi

Intrarea receptor	0...2 V la $R_e =$ $=600$ ohmi $R_e = 8$ kohmi
Intrare de tastă manuală	există
Ieșiri de semne telegrafice	cite 45 mA curent constant

3. Instalația de alimentare cu curent SV 80

Instalația de alimentare cu curent SV 80 este destinată să pună la dispoziția transmțătorului Morse MG 80 tensiunile de lucru necesare. În caz de alimentare de la rețea aceste tensiuni sînt asigurate de blocul de alimentare de la rețea, iar în regimul de funcționare cu baterie ele sînt produse direct. Transformarea tensiunii de intrare este asigurată de un convertizor de tensiune continuă cu reglarea lătimii impulsului care funcționează după principiul convertizorului cu oscilator blocat. Pentru procesul de pornire și scurtcircuitul de ieșire, precum și în vederea evitării de supra-tensiuni și supracurenți s-au prevăzut grupe funcționale suplimentare.

Un dispozitiv automat de comutare de la rețea la baterie asigură capacitatea de funcționare neîntreruptă, precum și protecția informațiilor în cazul încetării funcționării uneia dintre sursele de tensiune racordate. Modul de execuție constructivă și funcțională a instalației SV 80 oferă posibilitatea unei utilizări polivalente a echipamentului.

Instalația de alimentare cu curent se pune în funcțiune cu ajutorul unui întrerupător principal, instalația SV 80 adaptîndu-se la

tensiunea de alimentare aplicată. Prioritate are însă funcționarea cu tensiune de la rețea.

Cu ajutorul dispozitivului de teleconectare (racorduri de intrare/ieșire) se conectează dispozitivul de producere a tensiunii de ieșire.

Parametrii specificați în cadrul datelor tehnice se respectă cu multă exactitate, parțial fiind chiar depășiți.

Dimensiuni (lăț. × înălț. × ad.)	325 × 240 × 350
Greutatea	12,500 kg
Racordarea la rețea	220 $\pm$ 15%/47,5...63 Hz 115 V $\pm$ 15%/384... 470 Hz
Racordarea la baterie	10,8...30 V
Puterea consumată	rețea: 65 VA baterie: 38 V
Gradul de protecție	IP 33
Tensiuni de ieșire	+5 V $\pm$ 5%/2 A -5 V $\pm$ 5%/0,1 A +12 V $\pm$ 5%/0,12 A +30 V $\pm$ 10%/0,05 A -30 V $\pm$ 10%/0,05 A +20 V $\pm$ 15%/0,1 A 24 V $\sim$ 15%/1,7 A

În cazul funcționării cu alimentare de la baterie, tensiunile de +20 V și $\sim$ 24 V corespund tensiunii bateriei.

Siguranță înaltă în funcționare, facilități deosebite în întreținere cu diagnoză proprie, utilizare în condiții aspre, realizarea dorințelor clienților și multitudinea de posibilități de racordare sînt caracteristicile principale ale echipamentului MGS 80.

Günter Heinze
VEB Messgerätewerk Zwönitz

MANIFESTĂRI ȘTIINȚIFICE ȘI TEHNICE

Țîrgul internațional de construcții mecanice de la Brno la un sfert de veac de existență

Una din cele mai importante manifestări de comerț exterior din Cehoslovacia — Țîrgul internațional de construcții mecanice de la Brno a celebrat în septembrie 1983 aniversarea a 25 de ani de la înființare, ani în care a contribuit și contribuie la dezvoltarea specializării și cooperării atît între țările membre ale CAER, cît și cu majoritatea țărilor nesocialiste. În același timp Țîrgul internațional de construcții mecanice de la Brno are un rol însemnat în dezvoltarea relațiilor economice între țări și a comerțului exterior, demonstrînd că Cehoslovacia își mobilizează toate forțele pentru a fi în pas cu revoluția tehnico-științifică mondială.

„La ora actuală dezvoltarea economică necesită mobilizarea tuturor resurselor interne, aplicarea în practică cu maximă eficiență și accelerarea descoperirilor, invențiilor și a cunoștințelor științifice și tehnice, exploatarea rațională a oricărei baze materiale și tehnice, ca și a tuturor forțelor creatoare ale societății cehoslovace; toate acestea în vederea creșterii eficienței producției și a productivității muncii, a creșterii produsului național” — spunea dr. fiz. Matej Lúčan, vicepreședinte al guvernului Republicii Socialiste Cehoslovace în cuvîntul său ocazionat de cea de-a 25-a aniversare a Țîrgului internațional de construcții mecanice de la Brno.

Tirgurile și Saloanele internaționale de la Brno sînt manifestări binecunoscute pe plan european și mondial care întrunesc la fiecare ediție peste un milion de vizitatori cehoslovaci și străini printre care specialiști, comercianți, ziariști. Aceste manifestări internaționale permit compararea nivelului național oferind în același timp ocazii propice confruntării gamelor de fabricate exportate cu produsele avansate de proveniență străină.

Tirgul din Brno este un exemplu de aplicare pașnică a rezultatelor progresului tehnic și științific; se poate spune că aici lumea progresului și a păcii se întâlnește în scopul eficienței, al progresului în slujba omului.

Pe o suprafață de 108 mii mp în pavilioane închise și în aer liber 2 400 de expozanți din 30 de țări au evidențiat potențialul industrial la zi al construcțiilor de mașini, electronicii și electrotehnicii.

În general, structura expoziției cehoslovace a corespuns structurii exporturilor acestei țări, avînd ca scop:

- să prezinte mașinile, și echipamentele cehoslovace de vîrf și să contribuie la exportul lor;

- să sublinieze avantajele și rezultatele integrării economice socialiste;

- datorită participării și a expozanților din țările nesocialiste să lărgască posibilitățile de import, ca și cele de confruntare a nivelului produselor cehoslovace cu cele străine; totodată să informeze publicul larg asupra dezvoltării construcțiilor mecanice în străinătate.

Nomenclatorul Tirgului a cuprins produse din sectoarele cu cea mai rapidă dezvoltare și solicitate de economia cehoslovacă:

- sisteme de automatizare și reglaj;
- elemente mecanice, sisteme hidraulice și pneumatice;
- instalații energetice clasice, nucleare, centrale termice;
- electronică, telecomunicații și electrotehnică.

La această ediție a Tirgului au participat următoarele țări socialiste: R.P. Bulgaria, Republica Cuba, R.D. Germană, R.P. Polonă, R.S. România, R.P. Ungaria, URSS, R.S.F. Iugoslavia. De asemenea, au participat țări nesocialiste ca: Austria, Australia, Belgia, Brazilia, Canada, Danemarca, Elveția, R.F. Germania, Franța, Finlanda, Marea Britanie, Italia, Japonia, Lichtenstein, Norvegia, Țările de Jos, SUA, Suedia și Berlinul de Vest.

Ca și în anii precedenți Tirgul a reunit toate întreprinderile cehoslovace cu profil de comerț exterior de mașini și echipamente cum sînt: CERAMICA CĚHOSLOVACÁ, FERROMET, CHIRANA, KOVO, MARTIMEX, MERKURIA, METALIMEX, MOTOKOV, KERAMETAL,

OMNIA, OMNIPOL, POLYTECHNA, PRAGOINVEST, STROJEXPORT, STROJIM-PORT, SIGMA, ŠKODAEXPORT, ŠKODA-Plzen, TECHNOEXPORT, TECHNOL, ZSE.

Întreprinderea cehoslovacă de comerț exterior KOVO a expus la Tirgul din 1983 interesante produse din programul de export, printre care o serie întreagă de noutăți cum sînt: tehnică de măsură, de laborator și de blocaj, tehnică de calcul, tehnică de reproducere, tehnică nucleară, tehnică de transmisiuni, piese, aparate și echipamente electronice etc. Furnizorii acestor grupe de produse sînt întreprinderile concernului TESLA.

În domeniul tehnicii comunicațiilor, KOVO a expus emițătorul de televiziune Tesla III TV110 care face parte din seria de televizoare alb-negru și color, funcționînd pe canale conform standardelor MKKP-D, sau MKKP-B. Aparatul expus, cu o putere de ieșire de 10 kW, corespunde, din punct de vedere al concepției și structurii interne, generației a treia de televizoare. Caracteristicile distinctive ale acestuia sînt construcția-agregat, utilizarea maximă a elementelor semiconductoare, ca și a lămpilor electronice moderne cu un mare coeficient de amplificare în cascadele de putere, modularea semnalului de frecvență intermediară, posibilitatea de conectare automată pe rezerve, rezervare pasivă sau activă cu ajutorul celui de-al doilea emițător. Din punct de vedere al exploatarei, de mare importanță este utilizarea microschemelor integrale de tipul DTL în schemele de comandă, dînd posibilitatea de transmisie a semnalului color de orice standard.

Un alt exponat deosebit a fost monitorul de televiziune ME302P, destinat controlului optic al imaginilor de televiziune în culori din studio și secțiile de transmisie ale tractului de transmisie. Pentru controlul unui semnal complex de televiziune în culori se poate monta un bloc decodificator de semnal pentru televiziune în culori SECAM III B, sau PAL.

Întreprinderea de comerț exterior ŠKODA-EXPORT s-a prezentat la acest Tirg cu 22 de produse (provenite de la grupul de întreprinderi ŠKODA și VITOVICE), din care 10 au fost înscrise la concursul pentru medalia de aur.

PRAGOINVEST — întreprinderea exportatoare de mașini, echipamente și instalații complexe, a fost unul din expozanții cei mai importanți la Tirg, ale căror produse au participat sub deviza „Progres și calitate”. Printre produsele expuse s-au remarcat:

- tramvaiul articulat KT41 cu reglaj tiris-torizat (constructor ČKD Tatra Smichov), cu un design modern, un consum economic de

energie, fiabilitate mărită, siguranță în funcționare asigurată prin trei sisteme de frinare;

— *sistemul de comandă cu poliprocessor PPC-4* (constructor ČKD Polovodice), cunoscut ca un sistem modular care permite formarea unor rețele de distribuție cu dispoziția hierarhică, paralelă sau combinată. Este unicul sistem de acest gen fabricat în țările membre CAER;

— *seria de motoare sincrone trifazate cu patru poli 3B* (rezultatul cooperării între ČKD Elektrotehnika și VEB EMB Sachsenwerk-Dresda — RDG). Concepția acestor motoare se distinge printr-un înalt grad de unificare; grupul electrogen este diesel-electric BC340 tip centrală ambalată (constructor ČKD Hořovice). El este acționat de motoare diesel moderne, tip 6S 150 PV;

— *module semiconductoare fără potențial* (constructor uzina Polovodice). În comparație cu semiconductoarele standard, modulele din noua generație simplifică sensibil asamblarea, crește fiabilitatea, reduce consumul de materiale și de energie, ca și dimensiunile; ČKD-Praga este primul fabricant de asemenea module din țările socialiste;

— *compresor mobil PKD4 cu nivel fiabil de zgomot* (constructor Škoda Plezen — uzina Dysina). Această sursă mobilă de aer comprimat se distinge printr-un nivel fiabil de zgomot, service complet automatizate, consum foarte redus de combustibil și ulei. Este acționat prin motor diesel răcit cu apă, tip ZETOR 6901. Randamentul compresorului este de 240 m³/h;

— *indicator de înaltă tensiune IVN/A2* (produs de întreprinderea Stavebni strojrenstvi-Praga). Acesta este o importantă contribuție la securitatea operatorilor de macarale mobile. El semnalizează dreptul de trecere prin semnale luminoase și acustice. Acest indicator a fost premiat la Tîrgul de brevete și invenții de la Băle.

STROJIMPORT — s-a prezentat pentru prima dată la Tîrgul internațional Brno ca o nouă mare întreprindere care s-a format din două firme comerciale cunoscute: STROJIMPORT și INVESTA. Vizitatorii standardurilor STROJIMPORT au putut aprecia nu numai mașini-unelte, mașini de formare, mașini pentru prelucrarea lemnului, scule și instrumente de măsură, sisteme de comandă numerică, dar și instalații de finisare, mașini textile și de tricotat, ca și mașini de pielărie și de încălțăminte. Standul STROJIMPORT a ocupat 4 900 mp.

Toate mașinile-unelte expuse la Tîrgul de toamnă de la Brno reprezintă o etapă nouă în concepția de dezvoltare pe termen lung a întreprinderilor TOVARNY STROJIRENSKE TECHNIKY și a altor constructori cehoslovaci. S-a prezentat pentru prima dată *strungul*

cu comandă numerică SPT 16 NC, dotat cu sistem CNC continuu TESLA NS 660 pe bază de minicalculator. Avansul și retragerea automată a piesei de prelucrat sint asigurate cu ajutorul manipulatorului PROP 10. *Strungul revolver 25NC* completează seria de strunguri cu comandă numerică de proveniență cehoslovacă cu o mașină de uzinaj de mici dimensiuni până la 25 mm (constructor — întreprinderea ZPS Gottwaldov).

O altă mașină-unelte de concepție nouă, prezentată de TOS Kuřim, este freza FSS 80 NC cu port-freză ajustabilă vertical și transversal și cu sistem de comandă continuă NS 720 ZPA construită pe baza unității de microcalculatoare ADT 4430.

Întreprinderile aparținând ZSE (ZAVODY SILNOPROUDE ELECTROTECHIKY). — Praga) s-au prezentat la Tîrgul de construcții mecanice de la Brno 1983 cu mai mult de două mii de produse din care s-au remarcat:

— *transformatorul trifazat cu aer cu izolație turnată și puterea de 2,5 MVA*, prevăzut pentru distribuția industrială de energie electrică. El permite reducerea prețului de construcție și a consumului de energie electrică (constructor, întreprinderea BEŽ-Bratislava);

— *convertizorul static de frecvență R153* care convertește frecvența rețelei de alimentare în frecvența dorită. El se folosește la alimentarea motoarelor asincrone trifazate de mare viteză (realizator: întreprinderea MEZ Frenstat);

— *comanda avansurilor MEZOMATIC K* (MEZ-Brno) este o versiune perfecționată a celei precedente care, se distinge prin caracteristici dinamice, mers reglat, greutate redusă, dimensiuni mici, consum mic de energie;

— *instalația completă pentru nitrurare ionică*, folosită pentru nitrurarea suprafețelor pieselor;

— *izolatori și conductori izolați pentru motoare de 6 și 11 kilovolți.*

* * *

Relațiile economice și comerciale între R.S. România și R.S. Cehoslovacă capătă în fiecare an noi dimensiuni, largi perspective.

Principiul politicii de comerț exterior al României constă în extinderea și aprofundarea cooperării cu toate statele lumii și în primul rînd cu țările socialiste. Acest principiu stă și la baza relațiilor dintre România și Cehoslovacia.

Conform acordurilor încheiate, cooperarea economică atît în cadrul CAER, cît și la nivel bilateral cunoaște o evoluție crescîndă și contribuie la progresul celor două țări.

În legătură cu aceasta, trebuie amintită realizarea unor numeroase proiecte comune — un hotel la Chrudim, o clinică urologică la Praga, centrala termică de la Treboradice și policlinica din Malesice, la care au contribuit partenerii români; R.S. Cehoslovacă a oferit

asistență pentru construcția centralelor electrice pe gaz natural în orașele Luduș și Craiova, pentru realizarea unei fabrici de celuloză la Chișcani, a unui combinat pentru industrializarea lemnului la Suceava etc.

Prin cooperare și specializare cele două țări produc în prezent echipamente pentru uzine metalurgice, osii motoare pentru tractoare, mașini-unelte, linii automate de fabricație, cauciuc sintetic, medicamente și alte articole.

În contextul acordului pe termen lung pentru perioada 1981—1985, cooperarea economică urmează să se accentueze astfel încât ponderea produselor realizate în cadrul cooperării și specializării să reprezinte 18,2% din volumul global al schimburilor comerciale între cele două țări.

În decursul celei de-a 15-a sesiuni a Comisiei mixte româno-cesoslovace pentru cooperare economică, care a avut loc cu puțin timp în urmă, s-a convenit să se procedeze la realizarea unor alte proiecte comune în domenii importante cum sint: industria construcțiilor de mașini, industria electrotehnică și electronică, industria metalurgică, chimie ș.a.

Volumul schimburilor comerciale dintre R.S. România și R.S. Cehoslovacă a crescut de la an la an, și conform acordului pe termen lung încheiat în luna mai 1981 la Praga, urmează ca în perioada 1981—1985 să atingă valoarea de 3,2 miliarde ruble.

R.S. România exportă în R.S. Cehoslovacă în special: mașini-unelte; echipamente electrotehnice; mașini textile; mașini pentru industria construcțiilor; instalații sanitare; rulmenți; mașini agricole, locomotive și vagoane de marfă; nave; autoturisme; instalații de foraj și alte produse.

R.S. Cehoslovacă exportă în R.S. România: mașini-unelte, echipamente energetice; produse ale industriei electrotehnice; echipamente pentru industria metalurgică, echipamente pentru industriile: chimică, textilă, a pielăriei și

încălțăminte; mașini pentru industria construcțiilor, compresoare și turbocompresoare; aparate de măsură și control; aparate medicale și de laborator; autobuze etc.

Rezultatele acestei cooperări economice, comerciale, științifice și tehnice constituie chezașia aprofundării și extinderii raporturilor între cele două țări, a participării din ce în ce mai active la realizarea Programului complex de integrare economică socialistă a țărilor membre ale CAER.

Tirgurile internaționale joacă un rol important în dezvoltarea acestor raporturi, întrucât permit specialiștilor realizarea contactului cu potențialul de producție și condițiile de vânzare ale partenerilor. În acest sens, R.S. România participă regulat la Tîrgul internațional de construcții mecanice de la Brno.

Tîrgul servește în mare măsură și la promovarea produselor românești, precum și la realizarea publicității produselor care au primit Medalia de aur sau alte distincții, care dovedesc competitivitatea și calitatea mașinilor și echipamentelor românești. Medalii de aur au fost atribuite, printre altele, în 1981 — excavatorul SI-202 și în anul 1982 — mașinii FELAS-2 500.

Anul acesta România a participat a 25-a oară la Tîrgul internațional de construcții mecanice Brno, fiind reprezentată de 13 întreprinderi de comerț exterior ale căror produse au fost expuse pe o suprafață de 1 300 mp. Exponatele românești au fost din domeniile industriei electrotehnice și electronice, ale industriei construcțiilor de autovehicule, mașinilor unelte, mașinilor textile etc.

Produsele prezentate de R.S. România în cadrul celui de al 25-lea Tîrg internațional pentru construcții mecanice au contribuit — prin diversitate și parametrii lor tehnici — la extinderea schimburilor comerciale în interesul ambelor țări.

G. Andrei



Abonați-vă la

Revista ELECTROTEHNICA,

ELECTRONICA ȘI AUTOMATICA!

Citind cu regularitate revista „Electrotehnica, electronica și automatica” veți fi bine informați asupra activității desfășurate în sectorul electrotehnicii, electronicii și automaticii din țara noastră, ca și asupra noutăților din domeniu de peste hotare.

Revista vă informează asupra realizărilor de prestigiu obținute de unitățile de profil din țara noastră, asupra economiei de energie și reducerii consumurilor specifice de materiale, a creșterii fiabilității produselor, valorificării resurselor naturale, a tehnologiilor noi, a materialelor electroizolante etc.



Toate aceste informații urmăresc reflectarea cerințelor rezultate din documentele de partid și de stat în probleme privind sectoarele de care se ocupă revista.

CERERE DE ABONAMENT LA REVISTA „ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA, AUTOMATICA”

ÎNTREPRINDEREA

SUBSEMNAȚUL

din localitatea. str. nr.

bl... ap sector cod poștal

telefon județul solicit abonament(e)

care va (vor) fi expediat(e) la adresa de mai sus.

C/v abonamentului(elor) de lei (120 un abonament pe an) s-a achitat
în contul 301770201 BNRSR filiala sector 5, al Institutului de cercetare științifică și inginerie
tehnologică pentru electrotehnică — București, Bd. Tudor Vladimirescu nr. 45—47, sector 5
cod 79623.

Data

Semnătura,

1934 APR 12

1934 APR 12

1934 APR 12

1934 APR 12

1934 APR 12

1934 APR 12

1934 APR 12

1934 APR 12

1934 APR 12

1934 APR 12

1934 APR 12

1934 APR 12

1934 APR 12

1934 APR 12

1934 APR 12